СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.396.6 : 621.3.048
6 Ф2
Р 59

Рогинский В. Ю.

Р-59 Экранирование в радиоустройствах. Л., «Энергия», 1969. 112 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 725).

Брошюра «Экранирование в радиоустройствах» посвящена вопросам повышения надежности работы радиоустройств за счет снижения уровня внешних и внутренних помех путем использования экранов различных типов, развязывающих цепей и защитных фильтров. В брошюре приведены необходимые краткие сведения о помехах, физические основы действия экранов, развязывающих цепей и защитных фильтров, а также даны элементы расчета и конструирования защитных устройств.

Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей и широкий круг инженерно-технических работников.

3-4-5
447-70

6Ф2

ВВЕДЕНИЕ

Почти все современные радиоэлектронные устройства, в том числе радиовещательные приемники, телевизоры, усилители различного назначения и измерительная аппаратура, нормально действуют лишь в том случае, если полезный сигнал с напряжением U_c, воздействующий на оконечный каскад этих устройств, значительно превышает напряжение помех $U_п$. Соотношения величин $U_c/U_п$ для таких оконечно-исполнительных элементов устройств, как громкоговорители, электроннолучевые трубки, буквопечатающие аппараты, маломощные электродвигатели и им подобных, могут быть разными, но всегда больше единицы. Исключение составляют лишь те сложные радиоэлектронные устройства, в которых происходят сложные преобразования сигнала и помехи, в результате чего оказывается возможным эффективно выделять слабые сигналы на фоне интенсивных помех. Такие устройства весьма сложны и пока мало распространены.

Поскольку на оконечно-исполнительные элементы радиоустройств одновременно воздействуют внешние и внутренние помехи, то одинаково важно вести борьбу с теми и другими. В первом приближении легко представить себе, как важна борьба с внешними помехами, которые проникают в радиоустройство вместе с полезным сигналом и наравне с ним усиливаются.

Весьма актуальной является также задача уменьшения внутренних помех, создающихся внутри радиоустройства в первую очередь за счет паразитных обратных связей между отдельными цепями и блоками, за счет мешающего действия выпрямителей, стабилизаторов, силовых трансформаторов и т. п. Естественно, что большое значение имеет качество электронных ламп, транзисторов, резисторов и других элементов схем с точки зрения их наименьшего уровня помех (шумов).

Внутренние помехи, создаваемые в первых каскадах усиления или проникающие в них, являются наиболее опасными, поскольку они усиливаются вместе с полезными сигналами и оказывают мешающее действие на работу оконечно-исполнительных элементов устройства.

Напряжения полезного сигнала и помехи обычно исчисляются в действующих значениях, поэтому их отношение ($U_c/U_п$) является отвлеченным числом. В ряде случаев отношение этих напряжений определяется, как и коэффициент усиления, в децибелах (*дб*). Характер влияния отношения напряжений полезного сигнала и помехи на качество работы некоторых радиотехнических устройств проиллюстрирован в табл. 1.

В целом ряде случаев качество работы радиоустройства оговаривается не отношением напряжений $U_c/U_п$, а указываются предельные минимальные и максимальные уровни полезного сигнала, не

Таблица 1

Вид и характер работы оконечно-исполнительного элемента устройства	Отношение напряжений: при удовлетворительной работе		при хорошей работе	
	$\frac{U_с}{U_п}$, *дб*	$\frac{U_с}{U_п}$	$\frac{U_с}{U_п}$, *дб*	$\frac{U_с}{U_п}$
Радиотелеграфный приемник при приеме:				
на слух	5	1,8	10	3,2
на ондулятор с записью сигналов	10	3,2	20	10
на буквопечатающий аппарат . . .	20	10	30	32
Радиотелеграфный приемник черно-белых неподвижных изображений при полосе частот 3000 *гц*	10	3,2	35	55
Радиовещательный приемник	20	10	100	10^5

касаясь уровня помех. Каждый может себе представить, что, например, радиовещательный приемник будет значительно более качественно работать в условиях наименьших помех при одном и том же уровне сигнала. В качестве иллюстрации к сказанному можно напомнить общеизвестные факты: — так, профессиональные приемные радиостанции часто строят вдалеке от крупных городов, чтобы уменьшить уровень внешних помех. Например, во многих исследовательских институтах особо ответственные измерения проводят в специально экранированных комнатах. Большинство телевизионных студий имеют специальную систему экранирования. Таких примеров можно привести множество.

Очевидно, что проблема защиты от внешних помех и борьба с помехами, создаваемыми элементами устройства, является чрезвычайно широкой и охватывает целый комплекс вопросов. Более узкой является задача повышения качества и надежности работы радиоустройств путем правильного конструирования и эксплуатации их. Но и в этом вопросе имеются многочисленные пути решения задачи. Основные из них — экранирование и применение развязывающих цепей и защитных фильтров. Этому вопросу и посвящена данная брошюра. При этом поневоле приходится коротко напоминать читателю об основных свойствах радиопомех и о простейших методах их подавления с помощью распространенных простейших электротехнических и радиотехнических устройств.

§ 1. РАДИОПОМЕХИ

А. Виды помех

Все помехи, ухудшающие качество работы радиотехнических устройств, принято условно называть р а д и о п о м е х а м и или помехами радиоприему. Их классификация может быть сделана по-

разному, в том числе принято различать помехи внешние и внутренние, пассивные и активные, гладкие и импульсные. Их можно также классифицировать по природе происхождения: промышленные, атмосферные, космические, помехи мешающих радиостанций и внутренние помехи радиоустройств.

Промышленные помехи создаются в результате работы сравнительно близко расположенных к радиоустройствам электродвигателей, релейно-контактных мощных систем, аппаратов дуговой электросварки, электроплавильных печей, рентгеновской аппаратуры и множества других различных электрических устройств, вызывая возникновение в окружающем пространстве электромагнитных полей различной частоты и интенсивности. Эти поля и оказывают мешающее действие для нормальной работы чувствительных радиотехнических устройств и систем.

Атмосферные помехи создаются естественными электромагнитными процессами в земной атмосфере, например, грозовыми разрядами. Эти помехи также представляют собой электромагнитные поля различной частоты и интенсивности.

Космические помехи вызываются электромагнитными излучениями и процессами за пределами земной атмосферы.

Помехи мешающих радиостанций создаются обычными радиовещательными и специальными станциями помех, а также постоянно действующими источниками электромагнитного излучения постоянной частоты или спектра частот и волн.

Внутренние помехи радиоустройства появляются в том же самом радиоустройстве, нормальной работе которого они мешают. Эти помехи могут быть самого разнообразного происхождения, в том числе от искрообразующих контактов вследствие наличия паразитных электромагнитных полей силовых трансформаторов и дросселей сглаживающих фильтров, из-за собственных шумов электронных ламп и транзисторов, тепловых шумов резисторов и т. д. Немаловажное значение в образование внутренних помех имеют паразитные индуктивные и емкостные связи между отдельными цепями устройства («наводки»).

Активными помехами принято называть те, которые вызваны активными естественными или искусственными источниками электромагнитных колебаний. Что касается **пассивных помех,** то к ним относятся те помехи, которые обусловлены в основном природными явлениями и не связаны с действием посторонних источников электромагнитных волн. К пассивным помехам, например, можно отнести явления феддинга (замирания сигнала) волн, спорадическое (внезапное) поглощение радиоволн, возникновение радиоэха и т. п. В радиоустройствах, действие которых не связано с распространением радиоволн, например, усилителях и им подобных устройствах, почти нет надобности учитывать пассивные радиопомехи. Только в отдельных случаях с ними приходится считаться, как косвенными причинами возникновения активных помех.

Гладкими помехами принято называть такие, которые создают почти неизменяющееся по величине напряжение помех $U_п$. Точнее говоря, когда максимальная амплитуда помех не превышает среднее их значение больше чем в $3 \div 4$ раза. *Импульсные* же помехи могут создавать кратковременные амплитуды в десятки раз бóльшие, чем их среднее значение. К гладким помехам, например, относятся флуктуационные шумы (ламп, транзисторов,

резисторов). Атмосферные помехи могут быть как гладкими, так и импульсными, проявляясь в виде шорохов и тресков. Промышленные помехи чаще всего имеют импульсный характер. Причем их воздействие на радиотехническое устройство почти любого вида значительно резче сказывается на его работе по сравнению с действием гладких помех. Это обусловлено тем, что импульсные помехи вызывают собственные колебания резонансных цепей устройства. Такие колебания затухают не мгновенно и могут распространяться далее по блокам радиоустройства.

Примером резкого воздействия импульсных помех на работу оконечного устройства может служить радиоприемник с громкоговорителем. В этом случае конечным приемником, воспринимающим сигнал, будет человеческое ухо, которое обладает следующими особенностями:

— ухо реагирует на импульсы длительностью в $0{,}5 \div 1{,}0$ *мсек* и больше, не реагируя на более кратковременные импульсы;

— после быстрого прекращения импульса ухо сохраняет ощущение в течение отрезка времени до $150 \div 200$ *мсек*;

— ощущение громкости пропорционально частоте повторения импульсов; более частые импульсы при одинаковой их амплитуде вызывают более сильное звуковое ощущение, чем импульсы более редкие.

Такие свойства человеческого уха, и в частности свойство сохранять ощущение звука в течение $150 \div 200$ *мсек* после прекращения его действия послужило основанием для некоторых схем подавления импульсных помех: в момент прохождения импульсных помех приемник автоматически запирается.

Б. Частотный спектр и интенсивность помех

Напряжение помехи можно упрощенно рассматривать как периодическую функцию сложной формы и представлять суммой многих синусоидальных составляющих в виде

$$u = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \ldots + U_n \sin(n\omega t + \varphi_n),$$

где U_1, U_2, ..., U_n — амплитуды гармонических составляющих с порядковыми номерами гармоник 1, 2, ..., n и с соответствующими частотами ω, 2ω...; φ_1, φ_2, ..., φ_n — фазы колебаний.

Очевидно, чем больше похожа кривая напряжения помех на синусоиду, тем меньше количество составляющих гармоник, и амплитуды гармоник более высокого порядка будут намного меньше, чем у составляющей основной частоты. В кривой напряжения помехи сложной формы оказывается больше составляющих, каждая из которых имеет свою фазу колебания.

Если отвлечься от фазы колебания каждой составляющей напряжения помех и считаться лишь с ее частотой и амплитудой, то совокупность таких составляющих определит частотный спектр. Например, если помеха вызвана электромагнитными волнами, возбуждаемыми ламповым генератором, с несущей частотой f_0 и более слабо выраженными колебаниями высших гармоник, то частотный спектр помехи будет подобным показанному на рис. 1, *а*. Здесь каждой составляющей помехи с частотой f_0, $2f_0$, $3f_0$, ..., nf_0 соответствует вертикальная линия, высота которой в выбранном масштабе равна

амплитуде данной составляющей напряжения помехи. В данном частотном спектре амплитуды составляющих убывают обратно пропорционально частоте **(по гиперболическому закону)**.

При частотном спектре, показанном на рис. 1, *а*, можно определить напряжение помехи на частоте f_n, соответствующей одной из частот спектра, в виде

$$U = \frac{A}{f_n},$$

где A — постоянная величина, определяемая в зависимости от особенностей источника помех и расстояния от него до рассматриваемого

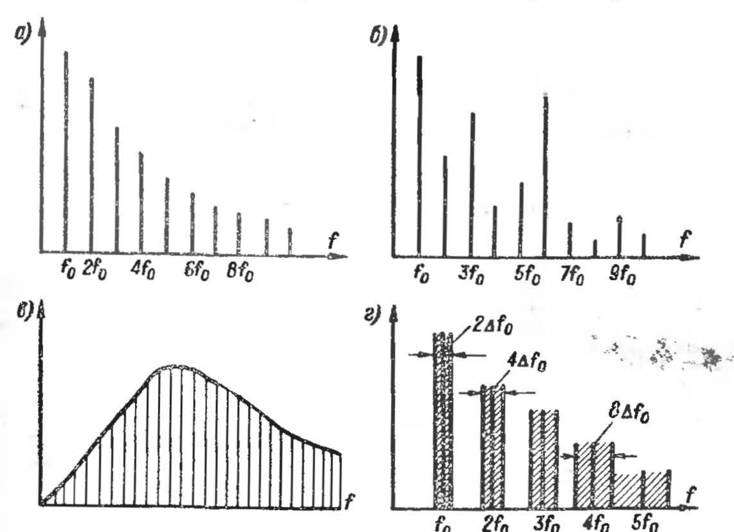


Рис. 1. Частотные спектры радиопомех: *а* — линейчатый с постоянно уменьшающейся амплитудой; *б* — линейчатый с непостоянным законом изменения амплитуды; *в* — сплошной спектр; *г* — переход линейчатого спектра в сплошной.

радиотехнического устройства, на которое воздействует помеха.

Во многих случаях **линейчатый спектр помехи** имеет вид, показанный на рис. 1, б, т. е. с непостоянным законом изменения амплитуд составляющих колебаний помехи: на одной частоте амплитуда помехи больше, а на другой меньше. Такое изменение составляющих спектра может вызываться различными причинами, в том числе либо особенностями природы возникновения помехи, либо наличием резонансных цепей в устройстве, создающем помехи, которые усиливают составляющую помехи с резонансной частотой.

Частотный спектр источников помех, у которых явно выражен затухающий характер колебательного процесса, например у искровых разрядников, имеет вид примерно такой, как показано на рис. 1,*в*. Такие спектры называются непрерывными. Практически трудно выделить одну какую-нибудь составляющую спектра. Можно лишь

измерить амплитуду помехи на данной частоте, если в измерительном устройстве будет приспособление для точного фиксирования этой частоты, т. е. если измерительное устройство будет обладать избирательными свойствами.

Если основная частота периодически повторяющейся помехи меняется, то одновременно будут соответственно меняться частоты всех гармонических составляющих и линейчатый спектр помехи переходит в непрерывный. Это можно иллюстрировать на спектре (рис. 1, *г*), где показано абсолютное изменение основной частоты помехи через Δf_0. Для n-й гармоники отклонение частоты составит $n\Delta f_0$. Поэтому, начиная с гармоники, порядковый номер которой $n = f_0/2\Delta f_0$, спектр становится непрерывным.

Радиотехническое измерительное устройство, обладающее избирательностью (содержащее резонансные цепи), будет реагировать не на все составляющие спектра помехи, а только на те из них, которые окажутся в пределах полосы пропускания частот. Поэтому для относительно широкой полосы частот спектра можно считать действующее напряжение помех

$$U_п = U_1 \sqrt{\Delta f},$$

где U_1 — действующее напряжение помех при вполне определенной узкой полосе частот, например при $\Delta f = 1$ *кгц*; Δf — полоса частот пропускания измерительного устройства или радиоустройства, на которое воздействует помеха.

Такое определение напряжения помех дает возможность подсчитать действующее значение напряжения помех различных радиоустройств, подвергающихся действию одного и того же источника помех, и затем сопоставлять их с точки зрения помехоопасности.

Приведенное соотношение при определении напряжения помехи $U_п$ удобно в случае воздействия промышленных помех, характерной особенностью которых является относительно низкая частота основного колебания (f_0) частотного спектра помех. Этим, в частности, можно объяснить, что в коротковолновом диапазоне частот почти не ощущается действие промышленных помех. Отсутствие высокочастотных составляющих помех связано с указанным выше обстоятельством, что амплитуды гармонических составляющих спектра помех уменьшаются с увеличением порядкового номера гармоник, т. е. с частотой nf_0.

Сказанным объясняется необходимость уточнения величины U_1 в конкретной узкой полосе частот. Например, указывается $U_1 = 0{,}5$ *мкв/кгц* в полосе частот от 50 до 60 *кгц*. В другой полосе частот величина U_1 может оказаться большей или меньшей, т. е. характерна иная интенсивность помех.

В применении к радиоустройствам с высокочастотными сигналами, которые подвержены воздействию атмосферных помех, обычно указывается интенсивность помех в единицах напряженности электрического поля, создаваемого этими помехами в месте расположения радиоустройств. В таком случае чувствительность радиоприемников и интенсивность помех будут выражаться одними и теми же единицами. Если, например, напряженность поля помех $E_п = K$ *мкв/м*, то амплитуду помех, воздействующую на радиоприемное устройство, можно определить в виде

$$U_п = E_п h_д,$$

где $h_д$ — действующая высота антенны радиоприемного устройства.

Не исключена возможность исчислеиия действующего напряжения высокочастотных промышленных помех в тех же единицах, т. е определяя напряженность помех в *мкв/м* действующей высоты антенны. В качестве примера в табл. 2 приведены данные о напряженности радиопомех на разных диапазонах радиоволн в городской и сельской местностях.

Таблица 2

Диапазон радиоволн	Род местности	Средний уровень радиопомех (*мкв/м*) при ширине полосы пропускания частот:	
		600 *гц*	200 *гц*
Средние волны	Большой город	200	35
	Средний город	80	15
	Сельская местность . . .	20	3,5
Короткие волны	Город	4	0,7
	Сельская местность . . .	2	0,4

В. Измерение уровня помех

Для измерения уровня радиопомех пользуются специальными измерительными приборами — **измерителями помех ИП**, представляющими собой высокочувствительные специальные радиоприемники, выполненные по супергетеродинной схеме. На выходе измерителя помех установлен градуированный в микровольтах ламповый вольтметр, который каждый раз перед измерением помех используется для контроля чувствительности ИП с помощью вмонтированного в прибор калибратора с шумовым диодом.

Действие такого калибратора сводится к тому, что напряжение шумов, создаваемое диодом в результате дробового эффекта при его работе в режиме насыщения, подается на вход ИП и устанавливается вполне определенный коэффициент усиления всего тракта приемного устройства, при котором обеспечивается нормальная чувствительность прибора в измеряемой узкой полосе частот пропускания.

Измеритель помех имеет стандартную антенну, полоса пропускания частот устанавливается с помощью имеющихся в приборе фильтров; дополнительным контролем для прослушивания шумов служит телефон. Основными параметрами ИП являются: диапазон частот, в пределах которого измеряется напряжение помехи; постоянная времени заряда и разряда детекторной цепи измерителя; его нормальная чувствительность; ширина полосы пропускания частот и тип измерительной антенны. Данные некоторых измерителей помех промышленного изготовления приведены в табл. 3.

Постоянные времени заряда и разряда детектора выбираются так, чтобы в телефоне прослушивался громко шум. Детекторы обеспечивают измерение почти амплитудного значения («квазипикового») напряжения помех.

Параметры измерителей помех	Измерители помех			
	ИП-12 ИП-15	ИП-14	ИП-18	ИП-21
Диапазон частот, *Мгц*	0.16÷20	16÷150	150÷400	200÷1000
Полоса пропускания, *кгц*	10	100	270	550
Чувствительность, *мкв* .	1	1	1	1
Пределы измеряемых напряжений и уровней полей, *мкв*	$1 \div 10^5$	$1 \div 10^5$	$1 \div 10^4$	$2 \div 10^4$
Постоянная времени, *мсек*:				
заряд детектора	10	1	2	2
разряд детектора . . .	600	600	600	600
Антенна	Штырь	Диполь	Диполь	Диполь

Указанные измерители помех, как упоминалось выше, служат для измерения напряженности поля помех. Ими же можно пользоваться и для измерения уровня помех в цепи источника тока, в част-

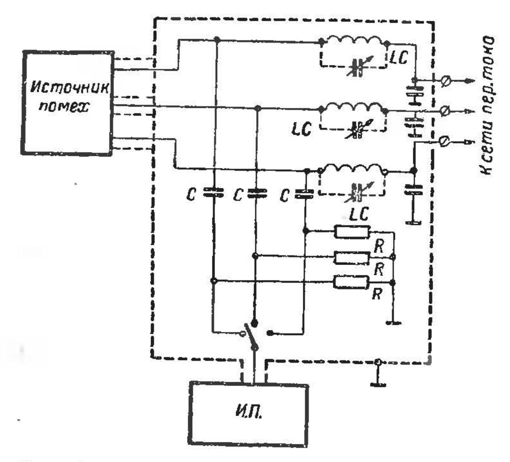


Рис. 2. Схема измерения напряжения помех в цепи источника, создающего помехи при подключении его к сети переменного тока.

ности, в сети переменного тока. Для этих целей используется схема рис. 2. В этой схеме ИП поочередно переключается на сопротивления $R = 150$ *ом*, включенные в каждую фазу сети относительно земли. Заграждающие фильтры *LC* настраиваются в резонанс с основной частотой, на которую настроен измеритель помех и на которой производится измерение. Конденсаторы $C = 0{,}1$ *мкф* устраняют

возможность короткого замыкания сети через цепи измерителя помех. В качестве измеряемого источника помех может быть электродвигатель, рентгеновская аппаратура с выпрямителем и т. д.

Измерение уровня помех, создаваемого различными источниками помех, можно нормировать по двум показателям: а) по напряженности электрического поля помех *E*, *мкв/м*, замеренной ИП с антенной на заданном расстоянии от источника помех; б) по напряжению помех $U_п$, *мкв*, измеренному ИП с непосредственным включением его в схему, аналогичную схеме рис. 2.

Расстояние, при котором измеряется напряженность поля помех, оговаривается в нормах предельно допустимых значений помех особо. Например, при измерении помех высокочастотных промышленных установок это расстояние равно 50 *м* от источника помех; при измерении помех от автомобильных двигателей и тракторов расстояние устанавливается равным 1 ÷ 3 *м*.

Измеренные напряжения или напряженность поля помех у различных источников должны быть не выше предельно допустимых норм, указанных для некоторых из них в табл. 4.

Таблица 4

Источники помех	Нормы предельно допустимых промышленных помех (не более, *мкв*) при частотах (*Мгц*):							
	60÷20		20÷2,5		2,5÷0,5		0,5÷0,15	
	E	$U_п$	E	$U_п$	*E*	$U_п$	*E*	$U_п$
Высокочастотные установки промышленного применения	50	200	50	200	100	500	250	1000
Высокочастотные медицинские установки	10	50	10	50	25	100	50	200
Электротранспорт и связанная с ним сигнализация	10	—	10	—	25	—	50	—
Система зажигания двигателей внутреннего сгорания, в том числе автотранспорт	2	—	2	—	2	—	2	—
Газосветные и люминесцентные лампы	10	50	10	50	25	100	50	200
Подъемники электрические	10	50	10	50	25	100	50	200
Электрические двигатели, генераторы, вибропреобразователи и источники электропитания мощностью:								
до 0,5 *квт*	2	5	4	50	8	100	20	200
свыше 0,5 *квт*	4	50	4	50	8	100	20	200

Очевидно, что эти данные могут служить для ориентировки конструктора радиоустройств в вопросах о необходимости той или иной защиты от радиопомех.

Г. Пути проникновения помех в радиоустройство

Пути проникновения радиопомех в радиоустройство могут быть самыми разнообразными и зависят они от особенностей источника помех и того радиотехнического устройства, на которое воздействует помеха. Наиболее целесообразно рассматривать пути проникновения радиопомех для частных случаев. Некоторые такие случаи проникновения высокочастотных помех, воздействующих на радиоприемник, схематически показаны на рис. 3.

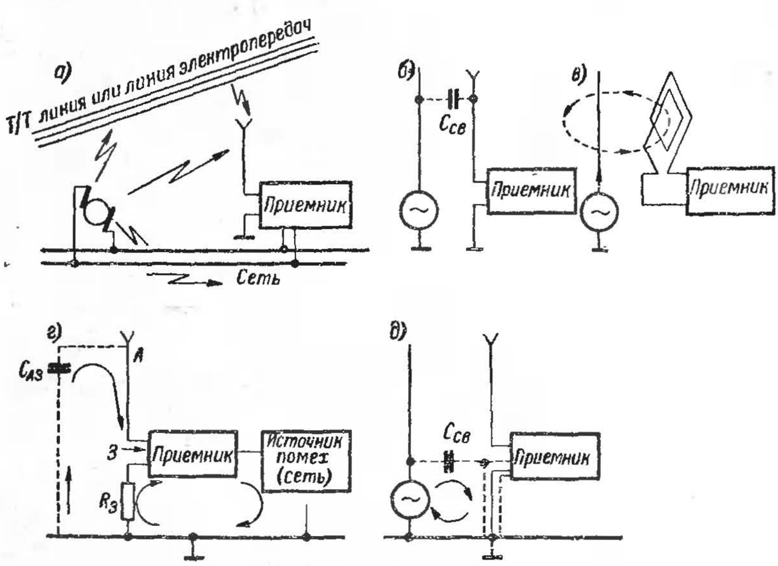


Рис. 3. Некоторые возможные пути проникновения внешних высокочастотных помех в радиоприемник.

Если имеет место высокочастотная помеха от мешающей радиостанции, то она проникает вместе с полезным сигналом через входные цепи радиоприемного устройства за счет воздействия электромагнитного поля помех на антенну. Точно также воздействуют на вход радиоприемника все другие высокочастотные помехи, создаваемые различными источниками помех в окружающем пространстве и сравнительно недалеко расположенных от радиоустройства. При этом любой провод, в том числе трамвайно-троллейбусные и телефонно-телеграфные линии, проходящие вблизи источника помех, становятся вторичными излучателями помех. Помехи высокой частоты распространяются вдоль проводов на большие расстояния, так как потери энергии помех вдоль проводов значительно меньше потерь при распространении электромагнитных волн помехи в окружающем пространстве. Более того, если при распространении помехи вдоль проводов вся энергия ее передается в одном направлении, то при распространении по окружающему пространству происходит рассеи-

вание, имеют место многократные отражения и поглощения энергии волн.

Таким образом, наиболее вероятным путем проникновения высокочастотных помех при распространении их вдоль проводных линий являются антенны (входные цепи) радиоустройства, имеющие емкостную или индуктивную связь с линиями, вдоль которых распространяются электромагнитные волны помех.

На рис. 3, *а* показан источник помех (электродвигатель), который одновременно воздействует на радиоприемник следующими путями: через общую питающую сеть путем непосредственной передачи помех через окружающее пространство в антенну и за счет воздействия трамвайно-троллейбусной линии электропередачи на антенну. Какая часть помехи сильнее действует на радиоприемник сказать трудно. Если, например, антенна радиоприемного устройства так расположена относительно линии электропередачи, что индуктивная и емкостная связь между ними минимальная, то действие помехи от линии будет мало и может оказаться наиболее сильной та часть помехи, которая передается через общую сеть электропитания.

На рис. 3, *б*, *в* показаны емкостная и индуктивная связи антенны с проводами, несущими помехи. Очевидно, чем меньше связь, тем меньше влияние помехи на работу радиоустройства.

На рис. 3, *г*, *д* схематически показаны паразитные связи радиоприемника с источником помех. В первом случае имеет место емкостная связь через конденсатор $C_{АЗ}$ — антенна — земля, а во втором случае — через конденсатор $C_{св}$, образованный экраном заземления и проводом, несущим помехи.

Пути проникновения помех от других источников, имеющих различные частотные спектры и интенсивности, более сложные, чем описанные. Описание этих путей проникновения, а тем более методы подавления помех, имеют совершенно конкретный характер.

Д. Методы защиты от помех

Уменьшение влияния помех на радиоустройства осуществляется двумя одновременно действующими способами: подавлением помех и защитой от имеющихся помех.

Подавление помех является задачей тех лиц, которые занимаются разработкой разнообразной электрорадиотехнической аппаратуры и устройств, которые по природе своей работы (назначению) становятся источниками помех. Например, при разработке преобразователя тока высокого напряжения обязательно должны быть приняты меры к подавлению помех, создаваемых в процессе преобразования. То же самое относится к разработкам выпрямителей, электродвигателей и т. п.

Защита от помех является задачей тех лиц, которые разрабатывают и эксплуатируют радиотехнические устройства. Разумеется, что если эти устройства являются источниками помех, то при их разработке наряду с защитой от внешних помех должны быть предусмотрены меры подавления создаваемых этими устройствами помех, чтобы уменьшить их мешающее действие на другие радиотехнические устройства.

Эффективными мерами защиты от внешних радиопомех и подавления (ограничения) помех, создаваемых самими радиоустройствами, являются *методы экранирования и применения развязывающих и защитных фильтров.* Что касается ограничения (подавления) радиопомех, то действенными мерами являются методы снижения внутренних помех, создаваемых в процессе работы радиоустройства. Как известно, таких методов сравнительно много, в том числе экранирование наиболее чувствительных к помехам элементов схем от воздействия помех, создаваемых оконечными каскадами радиоустройства; ограничение вредных обратных связей; применение отрицательной обратной связи и т. д. Особое внимание должно быть обращено на применение таких элементов схем радиоустройства, которые сами по себе являются наименее помехоопасными, обладают наименьшими собственными шумами, не вызывают искрообразование и не перегреваются. Немаловажное значение с точки зрения защиты от помех имеет взаимное расположение отдельных элементов схемы

Как видно из приведенного, круг вопросов, связанных с помехозащитой радиоустройств, весьма широк и имеет комплексный характер решения. Естественно, что эти вопросы отражены в соответствующей литературе и не могут быть полностью охвачены в данной брошюре.

§ 2. ЗАДАЧИ ЭКРАНИРОВАНИЯ

Как указывалось выше, одним из основных видов радиопомех является *электромагнитная волна помехи.* Эта волна излучается источником помех также, как и полезные радиоволны, т. е. в процессе излучения освобождается энергия в форме двужущейся (бегущей) электромагнитной волны, распространяющейся в пространстве вдоль проводящих поверхностей или вдоль проводов. Эта волна вместе с полезными радиоволнами оказывает влияние на работу радиочувствительных устройств. Очевидно, что в этом случае электромагнитная волна помех имеет достаточно высокую несущую частоту и часто может быть дополнительно модулирована по амплитуде или частоте низкочастотными периодическими или непериодическими колебаниями и импульсами. Таким образом, рассматриваемый в §. 1 спектр частот радиопомех является радиочастотным спектром.

Подобные радиопомехи, распространяющиеся в пространстве и оказывающие мешающее действие на работу радиоустройств, могут характеризоваться вполне определенной интенсивностью. В этом случае *задача экранирования сводится к уменьшению или почти полному устранению электромагнитного поля радиопомех внутри замкнутого объема экрана,* в котором располагается все радиоустройство или отдельные его блоки, наиболее чувствительные к мешающему действию помех.

Часто задачей экранирования может оказаться уменьшение интенсивности радиопомех в окружающем пространстве, создаваемых при работе электротехнических и радиотехнических устройств, заключенных в экране. В этом случае *задача экранирования сводится к локализации радиоволн* помех в месте их возникновения.

Обе эти задачи часто формулируют как задачу экранирования от помехонесущих полей и ее решение связано со всеми особенностями и закономерностями электромагнитных волн. К этой же задаче примыкает и экранирование электромагнитных полей помех созда-

ваемых отдельными блоками или электрическими цепями, близко расположенными друг к другу. В таких случаях может идти речь о полях, создаваемых проводами, по которым протекает ток высокой частоты. Подобную задачу формулируют как задачу «Экранирования от помехонесущих токов».

Такое разделение задач экранирования от высокочастотных помех обычно делается как в целях систематизации методов решения задачи, так и в интересах упрощения расчета экранов. Обе эти задачи объединяются тем, что при их решении в самом общем случае должны быть применены *электромагнитные экраны*, одинаково хорошо защищающие радиотехнические устройства от электрических и магнитных полей помех. Как будет показано ниже, практическое осуществление подобных экранов крайне затруднено. Чтобы представить себе трудности в решении задачи электромагнитного экранирования необходимо напомнить некоторые общие свойства электромагнитных волн. Эти сведения в кратком изложении приведены в § 3.

В ряде случаев задача экранирования электрических и магнитных полей может быть разделена. Такими случаями могут быть те, при которых одна из составляющих полей не имеет решающего значения для работы экранируемого устройства. Тогда можно раздельно рассматривать действие и расчет *электрических и магнитных экранов*.

Наряду с задачей экранирования высокочастотных радиопомех, как в случае действия помехонесущих электромагнитных полей, так и при экранировании от помехонесущих токов, могут быть конкретные задачи по уменьшению низкочастотных помех. Особенности решения последней задачи описаны ниже для некоторых частных случаев.

§ 3. ЭЛЕМЕНТАРНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛНАХ

Как известно, различают *стоячие и бегущие волны.* Те и другие нагляднее всего могут быть рассмотрены на примере волн в двухпроводной линии при передаче по ним электрической энергии. Особенно наглядны эти процессы в линиях без потерь при высокой частоте. На рис. 4 показана схематически двухпроводная линия без потерь, у которой расстояние между центрами проводов равно d, радиус каждого провода r. Линия питается от источника э. д. с. $e = U \cos \omega t$. Ток в линии и разность потенциалов между проводами (i и u) будут также изменяться во времени, как и э. д. с., на входе линии, т. е. по синусоидальному закону. Характер изменения i и u в некоторый момент времени показан на рис. 4, *а*. Здесь в точке *1* положительный заряд «+» на верхнем проводе и отрицательный заряд «—» на нижнем проводе. Электрические силовые линии между проводами показаны стрелками. Эти линии имеются и в пространстве, окружающем линию, но не показаны на рисунке. В точке *3* полярность зарядов на проводах и направление электрических силовых линий противоположна показанному в точке *1*. Вся изображенная картина в этих двух точках перемещается вправо по линии со скоростью, соизмеримой со скоростью света.

Ток, текущий по проводам линии, создаст магнитное поле, изображенное в виде колец, окружающих провод. Направление магнитных силовых линий обозначено стрелками. На рис. 4, *б* схематически

показаны волны тока и напряжения, распространяющиеся вдоль линии, замкнутой накоротко. В конце линии имеется максимум тока и минимум (нулевое значение) напряжения. По всей линии имеются точки с узлами и пучностями тока и напряжения. Например, в точке 1 имеется пучность (максимум) тока и узел (минимум) напряжения. Соответственно узлам и пучностям токов и напряжений на этом же рисунке показаны эквивалентные резонансные контуры для каждого отрезка линии: пучности тока соответствует последовательный резонансный контур, а пучностям напряжения — параллельный резонансный контур.

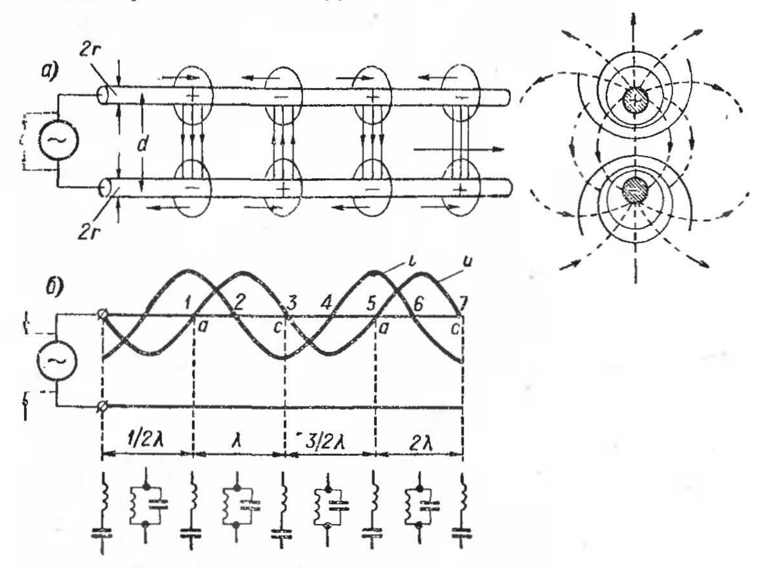


Рис. 4. Схематическое изображение процесса возникновения бегущей волны в двухпроводной линии (а, б), расположение электрических и магнитных силовых линий в точке 1.

Расстояние между отдельными точками линии, как и вся длина линии, измеряется в частях или целых единицах длин волны, распространяющейся вдоль линии. При этом длина волны определяется из соотношения

$$\lambda = \frac{c_0}{f} = \frac{2\pi c_0}{\omega}.$$

Величины напряжения и тока в точке провода, отстоящей на расстоянии x от начала линии, можно определить в виде

$$u = U\cos\left(\omega t - \frac{\omega x}{c_0}\right); \quad I = \frac{U}{W} = \frac{U}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{U}{276\lg\frac{d}{r}};$$

где $c_0 = \frac{3 \cdot 10^{10}}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$ — скорость распространения волны вдоль линии; $C = \frac{\varepsilon l}{4 \ln \frac{d}{r}}$ — емкость линии; $L = 4\mu l \ln \frac{d}{r}$ — индуктивность линии; μ и ε — магнитная проницаемость и диэлектрическая постоянная среды, в которой находится линия длиной l.

Электрическое и магнитное поле движутся вдоль линии в пространстве и тем самым переносят запасаемую ими энергию от источника э. д. с. к нагрузке. При этом энергия, запасаемая в электрическом и магнитном полях линии, соответственно определится:

$$dW_1 = \frac{1}{2} CU^2 dl \text{ и } dW_2 = \frac{1}{2} LI^2 dl,$$

где dl — расстояние между площадками одинаковой величины, расположенными перпендикулярно оси проводов.

Если учесть, что $I = U \sqrt{\frac{C}{L}}$, то получим:

$$dW_1 = dW_2 = \frac{UI\sqrt{LC}}{2} dl;$$

$$dW = dW_1 + dW_2 = I\sqrt{LC}\, dl,$$

т. е. электрическое и магнитное поле запасают одинаковые количества энергии.

Если линия замкнута на активное сопротивление $R = W = \sqrt{\frac{L}{C}}$, то вся энергия, движущаяся вдоль линии, будет рассеяна в этом сопротивлении (сопротивлении нагрузки) и волны в линии будут *бегущими*.

Рис. 4, *в* соответствует распределению магнитных и электрических силовых линий в точке *1* в тот момент времени, который показан на рис. 4, *а*. Вместе с изменением рассматриваемого момента времени, а следовательно, и с перемещением электромагнитной волны вдоль линии изменится также и картина распределения магнитных и электрических силовых линий.

Наряду с рассмотренными процессами бегущей волны небезынтересно проследить *процессы стоячих волн*. Такие волны в свободном пространстве возникают, когда две электромагнитных волны равной длины и одинаковой амплитуды движутся одна навстречу другой. В применении к двухпроводной линии образование стоячей волны можно иллюстрировать рис. 5, *а*. Здесь одна и та же линия рассматривается в момент времени t, причем в позиции A показано движение волны вправо, в позиции B показано движение такой волны влево, а в позиции C — суммарное действие обеих волн. При этом вертикальные стрелки обозначают максимумы электрического поля в рассматриваемый момент времени; кружками с точкой в центре отмечено направление магнитной силовой линии к наблюдателю, а крестиком отмечено направление от наблюдателя. В позиции C показано, что в результате взаимной компенсации электрических полей в линии взаимно усилилось магнитное поле, оставшееся единственной составляющей поля.

На рис. 5, *б* представлены процессы в линии в момент времени $t + T/4$. Как показано в позиции C_1, взаимно компенсировались составляющие магнитных полей и усилились составляющие электрических полей. Таким образом, в стоячей волне магнитное и электрическое поле сдвинуты относительно друг друга на 90°, изменяются во времени по такому же временному закону, как и создающая их э. д. с., и составляющие этих полей на различных участках линии меняются по величине.

Как в двухпроводных линиях, так и в свободном (окружающем) пространстве, могут возникнуть бегущие волны в процессе излучения электромагнитной энергии. С достаточным основанием можно считать, что имеет место распространение этих волн в окружающем пространстве, заключенном между Землей и ионизированными

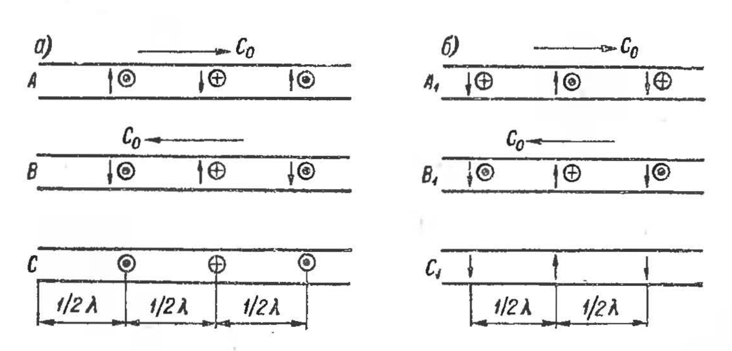


Рис. 5. Схематическое изображение процесса возникновения стоячих волн в двухпроводных линиях: *а* — при суммировании составляющих магнитного поля; *б* — при суммировании составляющих электрического поля.

слоями атмосферы. Сам процесс излучения осуществляется при помощи антенн.

В применении к электромагнитным волнам в пространстве и решении задач экранирования необходимо напомнить некоторые определения, относящиеся к этим волнам.

Как известно, поверхность, соединяющая точки пространства с одинаковой фазой бегущей волны, называется *фронтом волны*. Движение волны в каждой точке пространства происходит в направлении, нормальном к фронту волны. Если поверхностью фронта является плоскость, то волна называется *плоской волной*. При сферической форме фронта волна называется *сферической волной*.

Лучом электромагнитной волны называется часть пространства, заполненная электромагнитными волнами и ограниченная поверхностью, которая нигде не пересекается с линией распространения волн. Такая поверхность в любой точке пространства нормальна к поверхности фронта.

Волна в данной точке пространства определяется направлением распространения, частотой, фазой, отсчитываемой от момента, принятого за начальный, расположением плоскости поляризация и амплитудой поля.

Поляризация волны характеризуется плоскостью, проходящей через направление луча в данной точке и параллельную силовым линиям электрического поля. Если электрические силовые линии поля волны направлены вертикально, то такая волна или луч называются *вертикально поляризованными*. При горизонтальных силовых линиях электрического поля волна называется *горизонтально поляризованной*. Поле волны или луча с наклонной поляризацией представляется суммой двух полей: горизонтальной и вертикальной поляризации.

Интенсивность электромагнитной волны может быть выражена через амплитуду вектора напряженности электрического или магнитного поля. Напряженность электрического поля E обычно выражается в *мкв/м*, как это упоминалось выше. Что касается определения напряженности магнитного поля волны H, то обычно исходят из того, что энергия электрического поля в единице объема окружающего пространства равна энергии магнитного поля в том же объеме. Если выражать μ и H в электромагнитной системе единиц, а ε и E в электростатической системе, то

$$\frac{\mu H^2}{8\pi} = \frac{\varepsilon E^2}{8\pi},$$

откуда $H = E\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}$, где для воздуха в принятой системе единиц $\mu = \varepsilon = 1$ и $H = E$.

Средняя энергия электрического и магнитного поля в 1 *см*³ пространства

$$P_{\text{ср}} = \frac{\varepsilon\,|E|^2}{16\pi} + \frac{\mu\,|H|^2}{16\pi} = \frac{\varepsilon\,|E|^2}{8\pi},$$

где $\frac{|E|^2}{2}$ и $\frac{|H|^2}{2}$ — среднеквадратичные значения напряженности электрического и магнитного поля.

Количество энергии, проносимой электромагнитной волной через единицу поверхности (1 *см*²) пространства в секунду, т. е. передаваемая мощность

$$P_{\text{ср}} = \frac{|H|\cdot|E|}{8\pi}\cdot\frac{c}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}},$$

где c — скорость распространения волны в вакууме, равная скорости света.

В целом ряде случаев расчета пользуются величиной

$$P_{\text{мгн}} = \frac{EH}{4\pi},$$

где напряженности E и H выражены в электромагнитной системе единиц и $P_{\text{мгн}}$ характеризует величину вектора Умова—Пойнтинга (мгновенное значение мощности).

Из всего сказанного об электромагнитных волнах следует, что в процессе экранирования нельзя учитывать только одну составляющую поля (E или H), приходится считаться с поляризацией волн и рядом других их особенностей. Что касается методов расчета экранов, то даже в простейших из них приходится сталкиваться

с решениями уравнений Максвелла, а в более сложных случаях с еще более сложным математическим аппаратом. Последнее объясняет, почему в литературе сравнительно мало уделено внимание расчету систем экранирования.

§ 4. ЭКРАНИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ

Как указывалось выше, эффективное экранирование радиотехнических устройств от помехонесущих полей может быть осуществлено при помощи электромагнитных экранов. Однако во многих практических случаях радиотехники оказывается достаточным экранирование лишь электрических полей помех. Такими случаями могут быть следующие:

— когда экранируемое радиоустройство или наиболее его чувствительная часть (например, входная цепь радиоприемника) не реагирует на составляющую магнитного поля;

— когда поляризация электромагнитных полей помех такова, что составляющая магнитного поля ничтожно мала по сравнению с составляющей электрического поля;

— когда частота помех настолько низка, что о распространении электромагнитных волн не может идти речь и помеха распространяет свое действие на чувствительное радиоустройство или его отдельные блоки за счет электростатической индукции.

При экранировании электрических полей различных частот (высоких и низких) имеются некоторые существенно различные подходы к решению задачи экранирования. Эти специфические подходы к решению задачи отражены часто и в названии экранов. Можно отметить два условных названия экранов подобного типа: «Квазиэлектростатические» и «Электростатические» экраны.

Сущность действия электростатических экранов отображена в схемах рис. 6. Как показано на рис. 6, *а*, имеются два проводящих тела *А* и *Б*. В цепи проводящего тела (элемента схемы радиоустройства) включен источник синусоидальной э. д. с. с амплитудой *Е*, а в цепи проводящего тела *Б* включено сопротивление *Z*. В тот момент времени, когда на элементе *А* будут положительные заряды и вокруг него возникнет электростатическое поле соответствующего направления, часть электрических силовых линий будет заканчиваться на элементе *Б*, индуктируя на нем отрицательные заряды. Точно также будут индуктироваться на элементе *Б* положительные заряды в те моменты времени, когда на элементе *А* будут отрицательные заряды.

Под воздействием индуктированных в элементе *Б* зарядов в цепи возникнет ток *I*, замыкающийся через сопротивление *Z* на генератор (источник э. д. с.). Ток *I* меняется с той же частотой, с какой меняется полярность зарядов на элементе *А*. В результате протекания тока *I* на сопротивлении *Z* будет падение напряжения $U = I \cdot Z$. Тела *А* и *Б* (элементы схем) окажутся электрически связанными между собой, т. е. элемент *Б* этой цепи окажется под воздействием помехи, которая создается цепью с элементом *А*.

Поскольку цепи элементов *А* и *Б* оказываются связанными между собой электрическими силовыми линиями, т. е. общей частью электрического поля, создаваемого телом *А*, то во многих случаях эту связь лучше представлять в виде *емкостной связи* за счет наличия между

ними электрической емкости (конденсатора) $C_{АБ}$, как показано на рис. 6, *а*. В таком случае к этому частному случаю можно применить элементарные методы расчета, из которых следует, что ток в цепи нагрузки Z будет

$$I = \frac{E}{Z + \frac{1}{j\omega C_{АБ}}},$$

где $\omega = 6{,}28 \cdot f$; f — частота, с которой меняется полярность зарядов

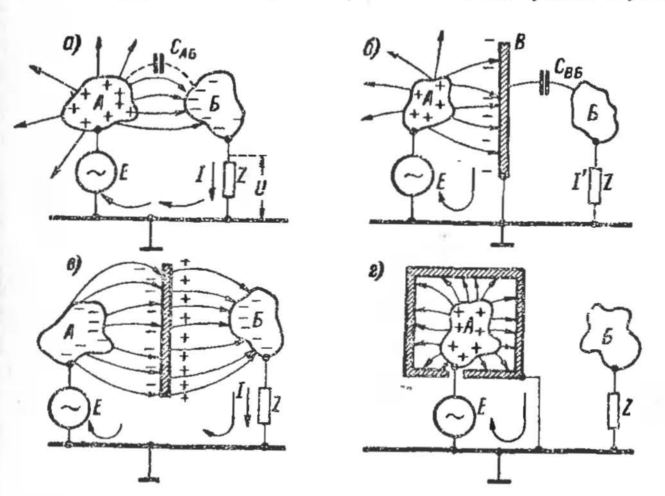


Рис. 6. Схематическое изображение принципа действия электростатического экранирования.

(частота тока); падение напряжения на нагрузке

$$U = IZ.$$

Очевидно, что чем ближе друг к другу будут расположены элементы схем $А$ и $Б$, чем больше будут их размеры, тем больше будет емкостная связь между ними, т. е. тем больше будет емкость $C_{АБ}$. С другой стороны, при одной и той же величине емкости $C_{АБ}$ связь между телами $А$ и $Б$ будет тем большей, чем выше будет частота тока f. Сказанное следует и из выражения, определяющего величину тока по сопротивлению Z.

Если между элементами схем $А$ и $Б$ поместить металлический лист $В$, как показано на рис. 6, б, то электрические силовые линии, идущие от элемента $А$, будут заканчиваться на поверхности листа $В$. В результате этого на листе $В$ будут индуктироваться (наводиться) отрицательные электрические заряды, стекаемые через «заземление» и электрическая цепь генератора э. д. с. E будет замкнута. Этим самым будет исключено воздействие элемента $А$ на элемент $Б$.

Практически такой экран полностью не исключит воздействие элемента A на элемент $Б$. Эти элементы окажутся слабо связанными между собою за счет тех электрических силовых линий, которые поверх листа $В$ будут заканчиваться на элементе $Б$. Так как эти силовые линии созданы элементом A схемы, то через сопротивление Z также потечет ток I', значительно меньший, чем в схеме рис. 6, *а*. В этом случае между металлическим листом и элементом $Б$ схемы будет емкостная связь за счет наличия емкости $C_{ВБ}$. С известным приближением можно считать, что емкостная связь между элементами A и $Б$ также будет определяться величиной емкости $C_{ВБ}$. В результате ток

$$I' = \frac{E}{Z + \frac{1}{j\omega C_{ВБ}}}.$$

Падение напряжения на сопротивлении нагрузки в цепи элемента $Б$, как и прежде, можно определить в виде

$$U' = I \cdot Z.$$

Экранирующее действие металлической пластины $В$ для данного частного случая можно было бы определить через отношение величин U и U'.

Если же металлический лист $В$ (экран) не будет замкнут на землю, то возникнет картина, изображенная на рис. 6, *в*: все электрические силовые линии, созданные элементом A и заканчивающиеся на левой поверхности листа $В$, будут индуктировать на этой стороне листа отрицательные заряды, на правой стороне листа $В$ будут индуктироваться положительные заряды, которые в свою очередь создадут электрические силовые линии, оканчивающиеся на поверхности элемента $Б$, индуктируя на нем отрицательные заряды. При этом связь между элементами A и $Б$ может оказаться еще более сильной, чем это было бы без экрана.

Чтобы полностью устранить связь между элементами A и $Б$ схемы, необходимо выполнение условий, схематически изображенных на рис. 6, *г*. Эти условия сводятся к следующим:

экран должен полностью охватить экранируемый элемент схемы A, чтобы полностью перехватывать все электрические силовые линии, создаваемые этим элементом схемы, для чего, в пределе, в экране не должны быть отверстия;

материал экрана должен обладать по возможности большой электрической проводимостью, а его соединение с землей должно представлять минимальное сопротивление току с частотой f.

В данном конкретном описанном случае экран служил мерой локализации электрического поля, создаваемого элементом (телом) A с целью уменьшения помех, действующих на элемент схемы A. Тот же эффект экранирования имеет место и для случая устранения внешнего электрического поля помех на элемент A при его размещении внутри экрана.

Аналогии между экранированием электрических полей и случаями емкостной связи между двумя электрическими цепями с сосредоточенными параметрами можно иллюстрировать схемами рис. 7.

Здесь на рис. 7, *а* показана схема емкостной связи между двумя контурами (I и II). Общее электрическое поле для обоих контуров

сосредоточено в поле конденсатора C_{12}. Благодаря наличию этого общего электрического поля оба контура оказываются связанными между собой и электромагнитные процессы в одном из этих контуров оказывают влияние на электромагнитные процессы в другом контуре.

Коэффициент связи между контурами I и II

$$K_{св} = \frac{X_{св}}{\sqrt{X_1 X_2}},$$

где $X_{св} = \frac{1}{6{,}28 \cdot f \cdot C_{12}}$ — сопротивление связи; $X_1 = \frac{1}{6{,}28 \cdot f \cdot C_A}$ — емкостное сопротивление контура I; $X_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot f \cdot C_Б}$ —емкостное

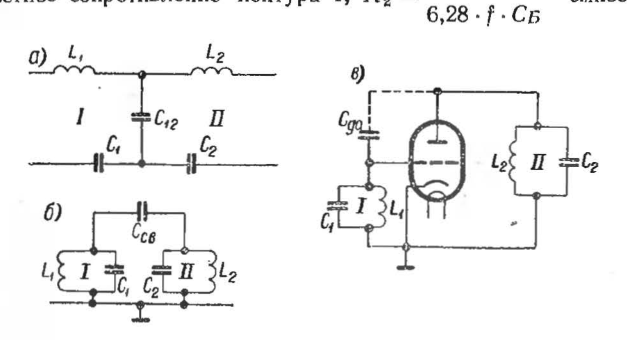


Рис. 7. Простейшие виды емкостной связи.

сопротивление контура II; $C_A = \frac{C_1 C_{12}}{C_1 + C_{12}}$ и $C_Б = \frac{C_2 C_{12}}{C_2 + C_{12}}$ — суммарные (как последовательно соединенные) конденсаторы контуров I и II.

Таким образом, в данном случае, чем меньше емкость C_{12} и больше падение напряжения на нем, тем сильнее будет связь между контурами I и II, тем больше будет коэффициент связи. В применении к задаче экранирования можно считать, что *чем меньше коэффициент связи между контурами, тем больше коэффициент экранирования.*

В применении к сложной емкостной связи (рис. 7, *б*) коэффициент связи определяется в виде

$$K_{св} = \frac{X_{св}}{\sqrt{X_1 X_2}} = \frac{C_{св}}{\sqrt{(C_1 + C_{св})(C_2 + C_{св})}},$$

т. е. пропорционален величине емкости связи.

На рис. 7, *в* показана схема сложной емкостной связи между контурами I и II, включенными в сеточную и анодную цепи электронной лампы. Как известно, в этой схеме контуры связаны между собой через емкость C_{ga}.

Приведенные аналогии экранирования электрических полей и емкостных связей между отдельными электрическими цепями позволяют пользоваться ими для различных частных случаев.

Если, например, в случае электромагнитных полей помех удобнее рассчитывать экранирующее действие экранов по полям вне и внутри экрана, то в случае с близко расположенными помехонесущими проводами удобнее расчет вести на основе анализа процессов емкостной связи.

§ 5. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ЭКРАНЫ

Электростатические экраны, применяемые для экранирования электрических полей, могут быть самыми разнообразными как по форме конструкции, так и по материалам, из которых они изготовляются. При этом выбор конструкции экрана во многом определяется задачей экранирования и специфическими особенностями элементов схемы, находящихся в экранах. В качестве иллюстрации на рис. 8 приведены некоторые типовые электростатические экраны радиодеталей широкого применения. На рис. 8, *а* показаны отрезки монтажных проводов и кабеля с экраном в виде металлической оплетки («чулка») промышленного изготовления. На рис. 8, *б* показаны экраны резисторов переменной величины. Здесь экраны одновременно служат для локализации электрических полей помех, которые создаются скользящим электрическим контактом при изменении величины сопротивления, а также уменьшают влияние внешних электрических полей помех на резистор. На рис. 8, *в* показан электростатический экран с круглыми отверстиями для высокочастотного трансформатора, с регулируемой величиной взаимоиндукции путем ввертывания или вывертывания сердечников трансформаторов при закрепленном экране через отверстия; на рис. 8, *г* — экран сложной формы для контура промежуточной частоты; на рис. 8, *д* — типовые экраны конденсаторов переменной емкости; на рис. 8, *е* — экран для лампочки, освещающей шкалу настройки радиовещательного приемника.

Наряду с электростатическими экранами, показанными на рис. 8, существует огромное количество различных других конструкций экранов, в том числе перфорированные экраны больших размеров, специфические экраны силовых трансформаторов, электроннолучевых трубок, электронных ламп и других элементов радиотехнических устройств. О некоторых из этих конструкций экранов и насколько широко они используются можно судить по рис. 9, на котором показан общий вид экранов в приемнике и телевизоре.

Экраны сравнительно больших размеров делаются не сплошными, а с перфорированными стенками с целью улучшения теплоотвода, уменьшения веса и ряда других факторов. При этом перфорация должна быть выполнена так, чтобы не ухудшать резко эффект экранирования. То же самое относится к экранам, в которых имеются отверстия для вывода проводов, для доступа к подстроечному конденсатору или сердечнику промежуточных контуров.

Во всех экранах отверстия должны быть так расположены, чтобы они не препятствовали протеканию вихревых токов в толще экрана. В противном случае сопротивление экрана токам помех возрастает и снижается эффект экранирования. При этом небольшие отверстия сравнительно мало сказываются на свойствах экрана, а большие отверстия сказываются заметным образом.

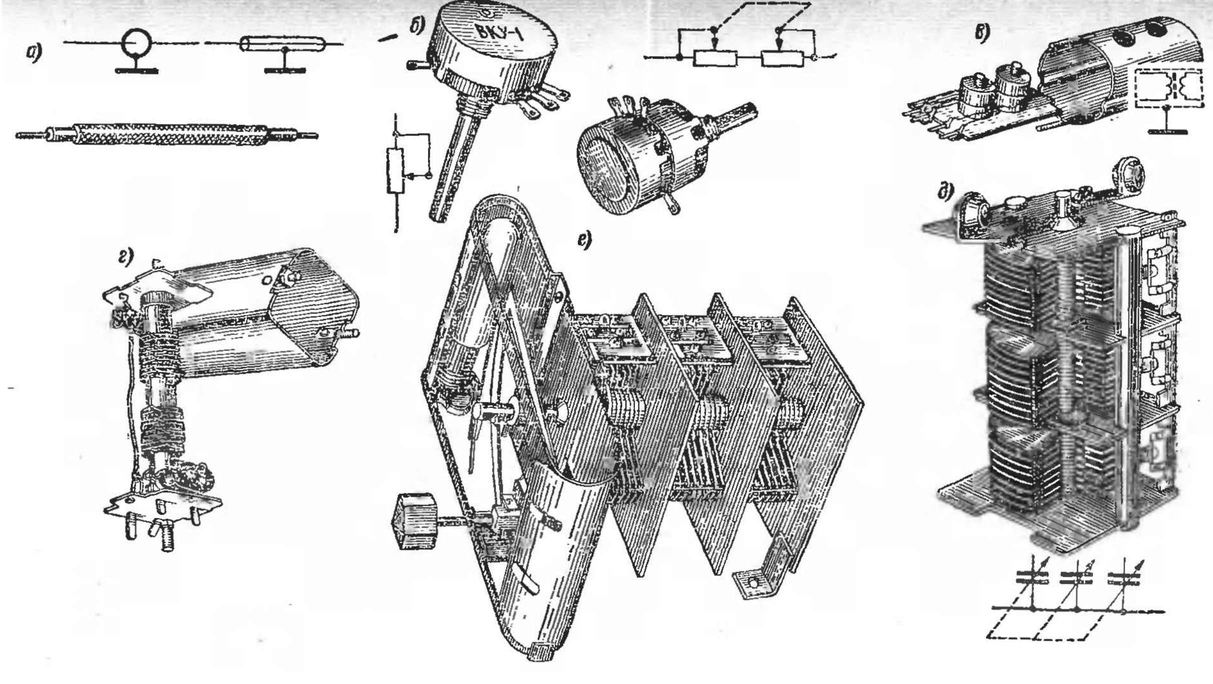
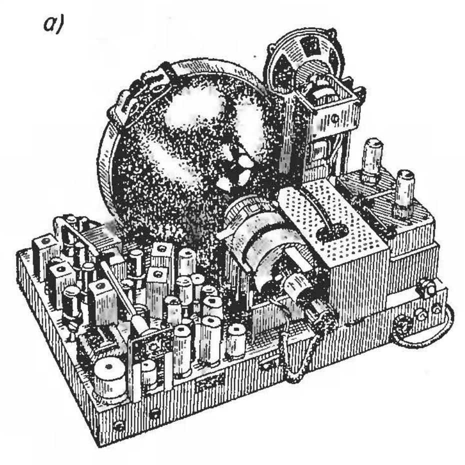


Рис. 8. Электростатические экраны радиодеталей широкого применения.

На рис. 10, *а* показаио правильное расположение отверстий в экране круглого сечения, а на рис. 10, б — неправильное расположение отверстий.



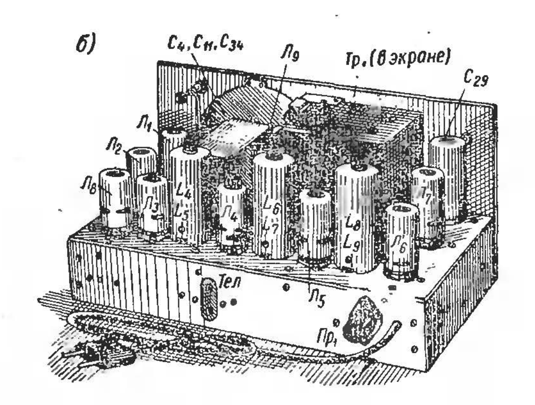


Рис. 9. Электростатическне экраны телевизора (*а*) и радиоприемника (*б*).

Экран квадратного сечения эквивалентен по своему действию экрану цилиндрического сечения, если сторона квадрата равна или меньше диаметра цилиндрического экрана в $1{,}0 \div 1{,}2$ раза. Что касается расположения отверстий, то к ним применимы те же суждения, что и для экранов квадратного сечения.

На рис. 10, *в*, *г* показаны два возможных варианта экранов и расположения в них катушки индуктивности. Там же указаны общие размеры экранов. Размещение отверстий в экране рис. 10, *г* будет правильным в плоскости, перпендикулярной плоскости

рисунка; расположение отверстий большого размера вдоль оси катушки индуктивности неправильно.

Более подробно рассмотрены особенности конструкции некоторых типов экранов в процессе их расчета, приводимого ниже. Существенно важное значение для эффекта экранирования электрических полей помех имеет толщина материала экрана и электрические свойства материала.

Основная электротехническая характеристика материала электростатических экранов сводится к тому, насколько глубоко в толщу материала проникает высокочастотный ток помех. При этом в расчетных методах разными авторами принимаются различные

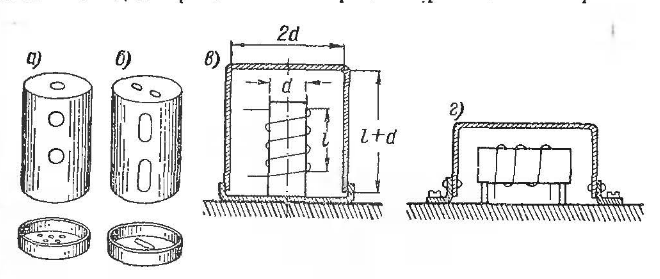


Рис. 10. Электростатические экраны цилиндрической формы.

величины, которые характеризуют глубину (толщу) проникновения тока в металл в относительных или абсолютных значениях.

Один из параметров, характеризующих относительную величину проникновения тока в толщу металла, принято называть *эквивалентной глубиной проникновения*. Его величина определяется исходя из того, что выбирают равными сопротивление постоянному току, которое оказывает труба с толщиной стенок Δ, и сопротивление току помех, оказываемое сплошным цилиндром из того же материала и с таким же диаметром, как у трубы. Тогда эквивалентная глубина проникновения

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{f \mu_r}}, \text{ мм},$$

где ρ — удельное сопротивление материала экрана; f — частота тока помех в *кгц*; $\mu_r = \mu/\mu_0$ — относительная магнитная проницаемость материала экрана.

Данные для расчета эквивалентной глубины проникновения в экранах из различных материалов приведены в табл. 5.

Для облегчения расчета величины δ для разных металлов экрана в зависимости от частоты можно воспользоваться графиками рис. 11. Из этих графиков видно, что при частоте $f = 1$ *кгц* величина δ соответствует значениям величин, стоящим перед корнем в последней графе табл. 5.

Фактическая глубина проникновения высокочастотного тока помех зависит от того, насколько желательно уменьшить интенсивность электрического поля в толще экрана. Если отмечать фактическую глубину проникновения тока на том уровне, где интенсивность

Таблица 5

Материалы экрана	Удельное сопротивление ρ, *ом·мм²/м*	Удельная проводимость δ, *1/ом·м*	Эквивалентная глубина проникновения δ, $мм \cdot \sqrt{\frac{1}{f}}$
Алюминий	0,03	$33{,}3 \cdot 10^4$	2,75
Свинец	0,21	$4{,}76 \cdot 10^4$	1,3
Медь	0,0175	$57 \cdot 10^4$	2,1
Латунь	0,075	$13{,}3 \cdot 10^4$	4,35
Цинк	0,06	$16{,}7 \cdot 10^4$	3,90
Олово	0,12	$8{,}35 \cdot 10^4$	4,50
Железо	0,1 при $\mu = 200\mu_0$	$10 \cdot 10^4$	0,355
	0,67 при $\mu = 2000\mu_0$	$1{,}5 \cdot 10^4$	0,290

поля уменьшается в 100 раз, то фактическая глубина $\delta' = 4{,}6\delta$; если отмечать на уровне поля в 10 раз меньшем интенсивности электрического поля на наружной стенке (со стороны воздействия

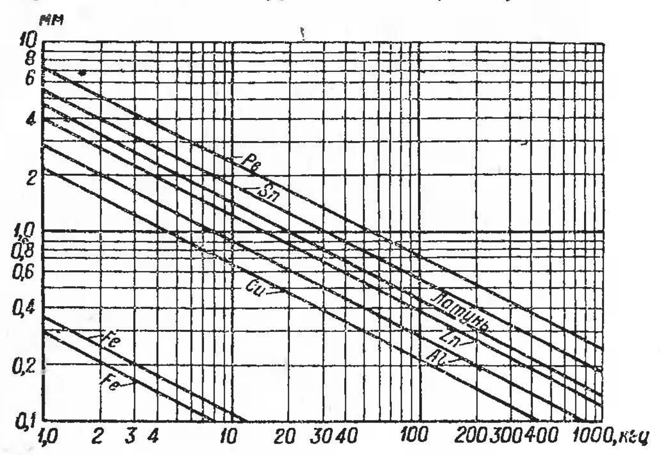


Рис. 11. Номограмма для определения эквивалентной глубины проникновения тока в металлы.

поля помех), то фактическая глубина проникновения $\delta' = 2{,}3\delta$; если отмечать на уровне, где поле снижается в $e = 2{,}72$ раза, то $\delta' = \delta$.

В первом приближении кажется, что выбор толщины экрана, большим, чем фактическая глубина проникновения тока, не представляется необходимым. На самом деле это не так! Должно быть принято во внимание наличие электрического поля помех и в более

глубоких слоях металла экрана, чем вычисленные значения фактической глубины проникновения тока в толщу экрана. Должно быть принято во внимание также и то, что за счет протекания токов помех по толще экрана на нем создается падение напряжения $\Delta U_э = Z_э I_п$, где $Z_э$ — комплексное сопротивление экрана токам помехи $I_п$.

Чем меньше будет $\Delta U_э$, тем больше будет эффект экранирования. С этой точки зрения лучшими экранирующими свойствами будут обладать сплошные экраны с большой толщиной стенок и менее качественными будут сетчатые экраны. При выборе толщины стенок экрана приходится также считаться с необходимостью обеспечения соответствующей механической прочности экранов. Вот почему в действительности чаще всего выбирают толщину экрана намного большей, чем расчетная толщина стенок. Например, в радиолюбительской практике рекомендуется выбирать толщину электростатических экранов в соответствии с данными табл. 6.

Таблица 6

Материал экрана	Толщина стенок экрана (*мм*) при частоте тока (*Мгц*)				
	0,1	0,52	1,0	10	100
Латунь	1,8	1,27	0,6	0,2	0,06
Алюминий	1,3	0,8	0,4	0,13	0,04
Медь	0,98	0,63	0,31	0,1	0,031

Сопоставляя данные табл. 5 с данными табл. 6, можно убедиться, что в последнем случае принята фактическая толщина проникновения тока в толщу стенок экрана при ослаблении поля в 100 раз, и вся толщина стенок принята равной фактической толщине (глубине) проникновения тока.

Из данных табл. 6 следует, что даже при алюминиевом экране и частоте помех 520 *кгц* достаточно взять толщину стенок экрана равными 0,8 *мм*. Если такой экран изготовляется путем прессования на мощных прессах и можно сделать несколько гофр для механической прочности экрана, то более толстых стенок экрана и не требуется. Если же такой экран изготовлять в радиолюбительских условиях, то прочность экрана будет недостаточной и поневоле придется выбирать большую толщину стенок, например, 1,5 *мм*.

С другой стороны, при очень высокой частоте помех толщина экрана может быть настолько мала, что можно ограничиться тонкой металлической пленкой, нанесенной на более прочное основание из неметаллических материалов. В частности, подобные экраны находят применение в виде металлизации стеклянных радиоламп. На стеклянный баллон лампы напыляется тонкий слой металлического порошка, скрепленного жидким вяжущим веществом (клеем). Вывод от экрана присоединяется к цоколю лампы и вместе с другими

выводами от электродов лампы включается в схему, осуществляя при этом заземление экрана.

Наряду с металлизацией электронных ламп с целью экранирования их от высокочастотных помех электрических полей широко используются экраны в виде специфических конструкций ламподержателей, показанных на рис. 12. Здесь основное назначение ламподержателей заключается в том, чтобы обеспечить прочный контакт цоколя с ламповой панелью и надежное удержание лампы в панели с целью уменьшения влияния механических вибраций конструкции радиоустройства, устранения микрофонного эффекта в оконечно-исполнительном элементе устройства за счет вибраций электродов лампы. Наряду с основной задачей ламподержатели также служат для экранирования лампы. Особенно важно значение придается

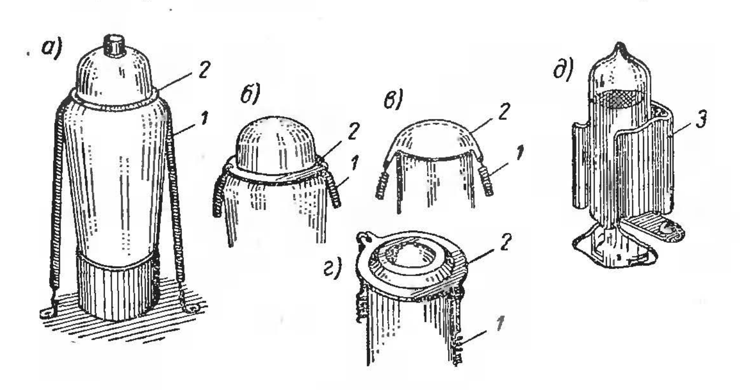


Рис. 12. Некоторые конструкции ламподержателей.

1 — пружина; *2* — кольцо; *3* — хомутик.

задаче экранирования, если управляющая сетка многоэлектродной лампы выведена на верхней части баллона лампы.

Для миниатюрных ламп электростатический экран часто конструктивно объединен с ламповой панелью, как это показано на рис. 13. Здесь обычно заземляется весь экран вместе с панелью. В ряде случаев одновременно экранируют электронную лампу с такими малогабаритными деталями, как сопротивление и конденсатор «гридлика» детекторной лампы и других подобных элементов схемы. В таких случаях элементы, расположенные в экране, наверху лампы соединяются с основной схемой устройства на шасси при помощи гибких проводов, заключаемых в металлическую «оплетку» («чулок»), являющейся экраном. Оплетка заземляется. В иных подобных случаях используются в качестве экрана металлические трубки, внутри которых прокладывается монтажный провод.

Широко используются электростатические экраны для всевозможных штепсельных разъемов. В качестве примера на рис. 14 показан штепсельный разъем прямого агрегатного типа, в котором экраном служит кожух, обычно монтируемый из отдельных литых деталей. В качестве материала кожуха используется алюминий с некоторыми присадками.

В штепсельных разъемах кожух служит не только экраном, но и основой всей конструкции разъема. В качестве соединительных проводов применяются экранированные многопроводные кабели или жгут монтажных гибких проводов, заключенных в металлическую оплетку — экран. Металлическая оплетка экрана электрически прочно соединяется с кожухом разъема.

В штепсельных разъемах экран защищает соединительные провода и контакты разъема от воздействия внешнего электрического поля

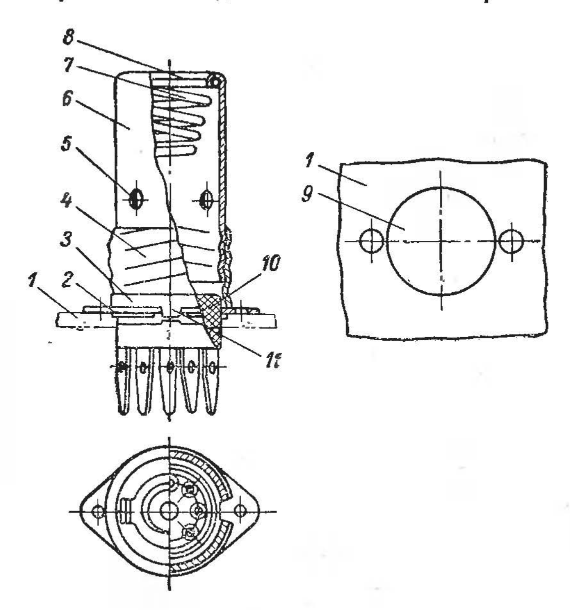


Рис. 13. Ламповая панель для миниатюрных ламп, объединенная с экраном.

1 — шасси; *2* — фланец; *3* — основание экрана; *4* — резьба; *5* — отверстие; *6* — экран; *7* — пружина; *8* — отверстие; *9* — отверстие в шасси; *10* — керамическая панель; *11* — выступ.

помех, а также служит для локализации полей помех, создаваемых контактами.

В тех случаях, когда по конструктивным соображениям целесообразнее оказывается расположение отдельных блоков устройства под прямым углом, используются штепсельные разъемы уголкового агрегатного типа, подобного изображенному на рис. 15.

Во многих случаях находят применение штепсельные разъемы с керамическими основаниями без металлических кожухов. Устройство подобных штепсельных разъемов очевидно из рис. 16. В таких случаях для экранирования электрических полей внешних помех и локализации помех, создаваемых в месте контактирования, служит отдельный экран соответствующей конструкции. Обычно такой экран

крепится на той же конструкции блока, на котором закрепляется разъем.

Сугубо специфическими являются экраны различных типов трансформаторов (силовых, выходных, входных и др.) относительно низкой частоты. В этих случаях внешние и собственные электрические поля помех существенно отличаются по частоте от рабочих частот в цепях тока трансформаторов. Более того, почти всегда

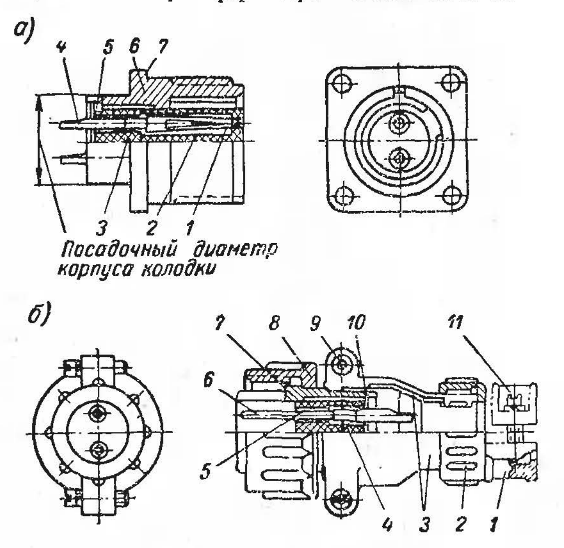


Рис. 14. Штепсельный разъем прямого агрегатного типа: *а* — колодка

1 — гнездо; *2*, *3* — вкладыши; *4* — хвостовая часть гнезда; *5* — разрезное кольцо; *6* — корпус колодки; *7* — фланец колодки.

б — вставка

1 — неподвижная часть хомутика; *2* — накидная гайка; *3* — половинки кожуха; *4*, *5* — вкладыши; *6* — конец вилки; *7* — корпус; *8* — накидная гайка; *9* — винт; *10* — разрезное кольцо; *11* — подвижная часть хомутика.

имеет место разделение рабочего тока и тока помех в самих электрических цепях трансформаторов. Поэтому экранирование трансформаторов от электрических полей помех существенно эффективно лишь при большом уровне помех.

Если в трансформаторе имеется электромагнитный экран, то он также служит одновременно и для защиты трансформатора от внешних электрических полей и для локализации помех, создаваемых трансформатором. Обычно же, практически, применяемые электромагнитные экраны не всегда являются полностью замкнутыми и поэтому служат недостаточной защитой от внешних электрических полей. В таких случаях электромагнитные экраны дополняются специфическими электростатическими экранами. Более эффектив-

ной мерой защиты трансформаторов от воздействия внешних электрических полей мог бы быть сплошной электростатический экран, во внутрь которого помещается трансформатор.

Очевидно, что в любом низкочастотном трансформаторе с магнитопроводом броневого типа обмотки трансформатора частично защищены от воздействия внешнего электрического поля самим магнитопроводом. В таком случае остаются подверженными действию внешнего электрического поля те части обмоток, которые выступают за пределами магнитопровода и им не экранируются В таких случаях

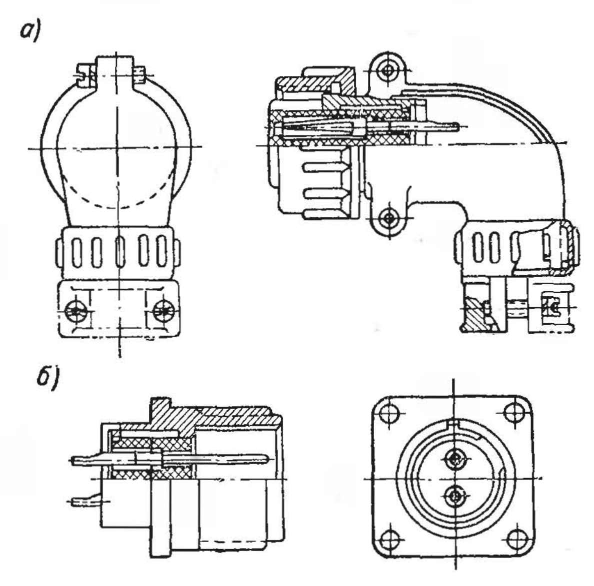


Рис. 15. Штепсельный разъем уголкового агрегатного типа: *а* — вставка; *б* — колодка.

специфическим электростатическим экраном служат металлические немагнитные оболочки, закрывающие незащищенные части обмоток. Схематически такой экран показан на рис. 17. В первом варианте конструкции такого специфического электростатического экрана (рис. 17, *а*) он как бы состоит из двух половинок, крепящихся с помощью стяжных шпилек трансформатора; во втором варианте конструкция экрана такова, что он представляет собой металлический немагнитный «корсет», обтягивающий всю катушку трансформатора с обмотками. При этом такой экран располагается между обмотками и магнитопроводом трансформатора (рис. 17, *б*).

В обоих случаях описываемый экран не должен быть электрически замкнут накоротко, ибо в последнем случае он явится короткозамкнутым витком трансформатора и в нем возникнут токи с частотой помех и рабочей частоты. Ток рабочей частоты будет очень большим из-за того, что сопротивление короткозамкнутого витка

большого поперечного сечения экрана мало. В результате трансформатор будет чрезмерно сильно нагружен этим током.

Что касается экранирующего действия за счет вихревых токов, возникающих в экране под воздействием внешнего электрического поля и обычно имеющих достаточно высокую частоту, как это отмечалось выше, то отсутствие короткого замыкания по низкой частоте или по постоянному току несущественно, ибо замыкание вихревых токов в этом случае можно рассматривать как происходящее через

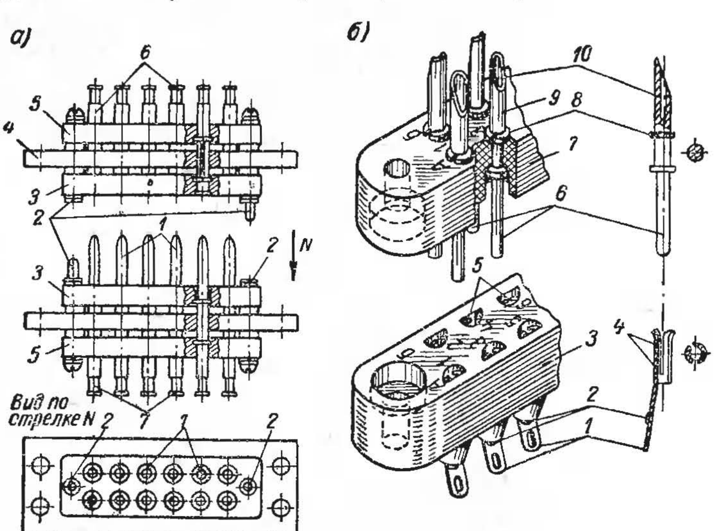


Рис. 16. Разъемы.

а) *1* — вилки; *2* — гнезда и вилки ключей; *4* — пластмассовая панель; *3*, *5* — керамические панели; *6* — концы гнезд; *7* — концы вилок; *б)* *1* — лепестки; *2* — фиксирующие выступы; *3*, *7* — пластмассовые колодки; *4* — гибкие элементы гнезда; *5* — гнезда; *6* — вилки; *8* — разрезные кольца; *9* — лыски; *10* — конец вилки.

емкость $C_{пром}$, образованной между концами обоих половинок экрана. Емкость $C_{пром}$ оказывается достаточно большой: ее образование схематически показано на рис. 17, *в*.

Примерно таким же образом можно объяснить действие незамкнутых одновитковых или многовитковых обмоток трансформатора, служащих своеобразным электростатическим экраном, обладающим также свойством электромагнитного экрана за счет вихревых токов, индуктируемых полем помех. Схематически такая экранирующая обмотка показана на рис. 17, *г*. Обычно такая обмотка располагается поверх всех обмоток трансформатора.

Как видно из рис. 17, в электростатическом экране трансформатора отсутствуют торцевые стенки, которые закрывали бы обмотки трансформатора в тех частях, где они не прикрываются магнитопроводом. Принципиально такие стенки экрана могут быть, а конструктивно они могут составлять одно целое с боковыми стенками экрана,

выполненного по варианту рис 17, *а*. Несколько сложнее конструктивно выполнить торцевые стенки по варианту рис. 17, *б*. Практически же торцевые стенки экрана трансформатора недостаточно сильно влияют на эффективность экранирования.

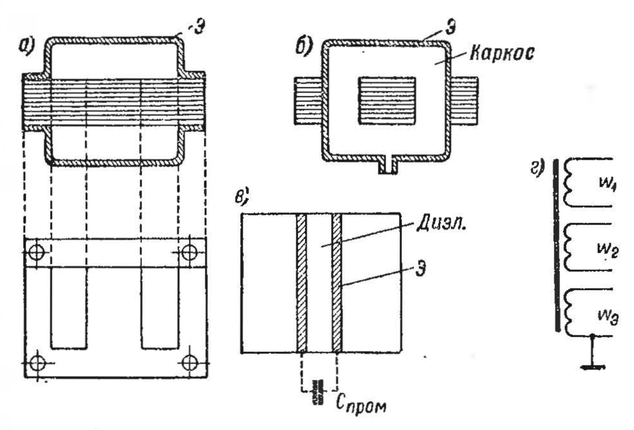


Рис. 17. Схематическое устройство электростатического экрана низкочастотных трансформаторов.

На первый взгляд представляется заманчивым использование двукратных или даже трехкратных электростатических экранов. В простейшем случае внутри первого экрана располагается тот или

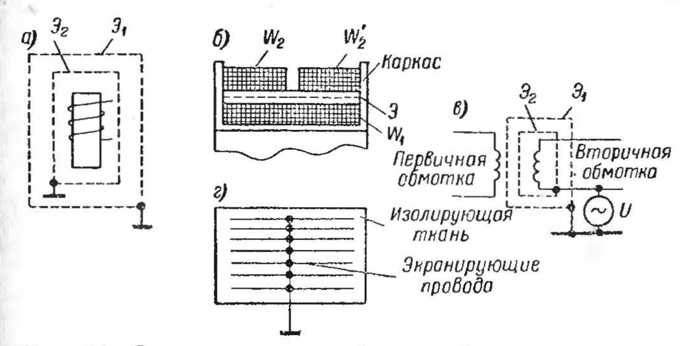


Рис. 18. Схематическое устройство двойных электростатических экранов.

иной элемент устройства, который должен быть защищен от воздействия внешнего электрического поля, а на некотором расстоянии от первого экрана располагается второй экран, как это показано на рис. 18, *а*. Такое же действие двойного экрана может рассматриваться и в случае локализации электрического поля помех, создаваемых элементом схемы, расположенным внутри первого экрана $Э_1$.

При использовании двойных электростатических экранов обычно исходят из рассуждений, что в промежутке между экранами остается значительно уменьшенное по интенсивности электрическое поле помех, а второй экран еще сильнее снижает интенсивность поля помех, действующих на экранируемую часть схемы радиоустройства. Подобный двойной электростатический экран можно сравнивать в известной мере с двухкаскадным усилителем с той точки зрения, что в усилителе общий коэффициент усиления $K = K_1 \cdot K_2$, а в экране $K_э = K_{э1} \cdot K_{э2}$, рассматривая $K_{э1}$ и $K_{э2}$ как коэффициенты экранирования первого и второго экрана.

Многократные электростатические экраны практически не получили такого широкого применения, как многократные магнитные экраны, описываемые ниже. Тем не менее, представляет интерес, как пример применения, двойной электростатический экран, схематически показанный на рис. 18. Такой экран используется в спе-

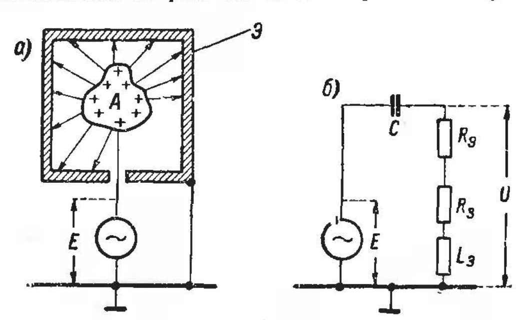


Рис. 19. К примеру расчета эффективности экранирования: *а* — экран с заземлением; *б* — эквивалентная схема.

циальных трансформаторах в тех случаях, когда вторичная обмотка имеет относительно земли переменный потенциал U и необходимо, чтобы этот потенциал не влиял на разность напряжений выводов вторичной обмотки. Этим объясняется необходимость заземления $Э_1$ и подключение экрана $Э_2$ к нижнему выводу вторичной обмотки.

При использовании одинарных или двойных электростатических экранов между обмотками трансформатора можно рекомендовать экраны, которые не являются короткозамкнутыми и не оказывают влияния на магнитное поле трансформатора. Простейшим таким электростатическим экраном может служить изоляционная прокладка с прикрепленной к ней клеем системой электрически соединенных проводов, как показано на рис. 18, *в*, *г*. Вместо экранирующих проводов между обмотками трансформатора можно проложить в качестве экрана металлическую фольгу с выводом от нее для заземления. Однако фольгу надо прокладывать аккуратно, не создавая из нее короткозамкнутый виток.

Для всех видов электростатических экранов, как указывалось выше, весьма важно хорошее заземление, характеризуемое малым сопротивлением заземляющего провода (рис. 19, *а*). Для пояснения влияния величины сопротивления заземляющего провода на рис. 19,б

он заменен величинами $R_з$ и $L_з$, т. е. его активной и индуктивной составляющих; конденсатор $C = 100$ *пф* представляет здесь емкость тела A относительно экрана, все остальные величины показаны на рис. 19.

Пусть для примера выбран цилиндрический экран из стали с $\mu = 200$ толщиной 0,01 *мм*, диаметром 3 *см* и высотой 6 *см*. В таком случае сопротивление экрана можно считать почти чисто активным на всех частотах помехонесущего поля и равным $R_э = 2{,}8 \cdot 10^{-3}$ *ом*. Активное сопротивление заземляющего провода диаметром 1 *мм* при длине 2 *см* из меди равно $R_э = 4{,}3 \cdot 10^{-4}$ *ом*. Индуктивность провода заземления составляет приблизительно 14 *мгн*.

Мерой эффективности действия экрана на различных частотах может служить отношение

$$\frac{E}{U} = \sqrt{\frac{(R_э + R_з)^2 + \left(\omega L_з - \frac{1}{\omega C}\right)^2}{(R_э + R_з)^2 + (\omega L_з)^2}},$$

где U — напряжение между крышкой экрана и землей на разных частотах помех.

При этом можно показать, что

$$\vec{U} = \vec{U}_э + \vec{U}_з,$$

где $\vec{U}_э$ — падение напряжения вдоль стенок экрана, зависящее от активного сопротивления экрана; $\vec{U}_з$ — падение напряжения на заземляющем проводе, которое определяется его полным сопротивлением $Z_э = R_э + j\omega L_з$.

Данные расчета величины E/U для приведенного примера показаны в табл. 7.

Таблица 7

Частота помех f, *гц*	Индуктивное сопротивление заземляющего провода $\omega L_з$, *ом*	Сопротивление конденсатора связи $\frac{1}{\omega C}$, *ом*	Эффективность экранирования $\frac{E}{U}$
0	0	—	—
10	$8{,}8 \cdot 10^{-7}$	$1{,}6 \cdot 10^{8}$	$5 \cdot 10^{10}$
10^2	$8{,}8 \cdot 10^{-6}$	$1{,}6 \cdot 10^{7}$	$5 \cdot 10^{9}$
10^3	$8{,}8 \cdot 10^{-5}$	$1{,}6 \cdot 10^{6}$	$5 \cdot 10^{8}$
10^4	$8{,}8 \cdot 10^{-4}$	$1{,}6 \cdot 10^{5}$	$4{,}9 \cdot 10^{7}$
10^5	$8{,}8 \cdot 10^{-3}$	$1{,}6 \cdot 10^{4}$	$1{,}7 \cdot 10^{6}$
10^6	$8{,}8 \cdot 10^{-2}$	$1{,}6 \cdot 10^{3}$	$1{,}8 \cdot 10^{4}$

Как видно из данных табл. 7, с ростом частоты помехи падает эффективность экранирования. Уже при частоте помехи в 1 *мгц* (10^6 *гц*) эффективность экранирования снизилась по сравнению с эффективностью на 10 *гц* в несколько миллионов раз. Еще более

разителей будет пример снижения эффективности экранирования на более высоких частотах, например, 100 *Мгц*.

Снижение эффективности экранирования, как это видно из приведенного расчета, обусловлено индуктивностью заземленного провода, а не величиной активного сопротивления экрана, которая определяется толщиной стенок и материалом экрана. Отсюда можно сделать практические выводы: *заземляющий провод должен обладать наименьшей индуктивностью. Для этого провод должен быть как можно более коротким и толстым.*

Можно показать на различных примерах расчета, что при экранировании электрических полей высокой частоты и больших размерах экранов *практически целесообразно заземлять экран в нескольких точках проводами большого сечения и малой длины.*

Все сказанное о «качестве» заземления электростатических экранов в равной мере относится и к другим типам экранов, в том числе магнитным и электромагнитным.

Наряду с описанными конструкциями электростатических экранов могут быть также упомянуты экраны, действующие по принципу волноводных фильтров, нашедших применение для экранирования (локализации) электромагнитных полей помех в больших объемах. Большие объемы, как цехи с высокочастотными термическими установками, могут быть построены с такими размерами, что при них электрическое поле данной частоты помехи не будет распространяться за пределами этого помещения, ибо эти поля будут иметь критические длины волн для данного волновода, каким явится это помещение. В таких своеобразных волноводах электрическое поле помех оказывается как бы запертым в этом помещении. Комбинируя размеры помещения при заданной поляризации электрического и магнитного полей помехи можно «настроить» этот волновод на запирание магнитного поля. Практически менять поляризацию электромагнитной волны можно перестановкой высокочастотной термической установки, являющейся источником помех.

§ 6. ЭКРАНИРОВАНИЕ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Во многих практических случаях радиотехники оказывается достаточным экранирование лишь магнитных полей помех. Такими случаями могут быть:

— когда экранируемое радиоустройство, наиболее чувствительный к помехам блок или узел устройства не реагируют на составляющую электрического поля помех;

— когда поляризация электромагнитных полей помех такова, что составляющая электрического поля ничтожно мала по сравнению с составляющей магнитного поля;

— когда частота помех настолько низка, что о распространении электромагнитных волн не может идти речь и помеха распространяет свое действие на чувствительное радиоустройство или его отдельные блоки за счет электромагнитной индукции.

В простейшем случае сущность действия магнитных полей помех на радиотехническое устройство или его отдельные элементы и блоки может быть приведена к следующему.

Пусть имеются две цепи, содержащие, например, индуктивности L_1 и L_2, связанные между собой общим магнитным полем так, что

между ними образуется взаимная индуктивность M. Возникновение взаимной индуктивности обусловлено тем, что магнитные силовые линии одной цепи охватывают вторую цепь. В результате этого взаимодействия электромагнитные процессы в одной цепи влияют на электромагнитные процессы во второй цепи. В таком случае речь идет об индуктивной связи двух электрических цепей.

При такой связи между цепями ток I_1, протекающий в одной из этих цепей, индуктирует во второй цепи э. д. с. $e_1 = I_1 \omega M$. С другой стороны, при протекании тока I_2 во второй цепи индуктируется в первой цепи э. д. с. $e_2 = I_2 \omega M$. Такие индуктивно две связанные цепи схематически показаны на рис. 20, *а*.

Такие индуктивно связанные две электрические цепи можно охарактеризовать степенями связи и коэффициентом связи, соответственно, равными: $K_1 = \frac{e_2}{I_1 \omega L_1} = \frac{I_1 \omega M}{I_1 \omega L_1} = \frac{M}{L_1}$, характеризующее сте-

Рис. 20. Схематическое изображение индуктивной связи (*а*) и автотрансформаторной связи (*б*).

пень влияния первой цепи на вторую электрическую цепь; $K_2 = \frac{e_1}{I_2 \omega L_2} = \frac{I_2 \omega M}{I_2 \omega L_2} = \frac{M}{L_2}$, характеризующее степень влияния второй цепи на первую электрическую цепь; $K_{св} = \sqrt{K_1 K_2} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ — коэффициент связи, характеризующий взаимное влияние электрических цепей друг на друга.

Очевидно, что полученное выражение для коэффициента связи можно представить также и в виде

$$K_{св} = \frac{\omega M}{\sqrt{\omega L_1 \omega L_2}} = \frac{X_{св}}{\sqrt{X_1 X_2}},$$

где $X_{св}$ — сопротивление связи.

На рис. 20, *б* показана схема автотрансформаторной связи двух электрических цепей. Здесь магнитное поле индуктивности L_{12} является общим для обеих цепей и коэффициент связи в этом случае

$$K_{св} = \frac{X_{св}}{\sqrt{X_1 X_2}} = \frac{\omega L_{12}}{\sqrt{X_1 X_2}} = \frac{L_{12}}{\sqrt{(L_1 + L_{12})(L_2 + L_{12})}}.$$

Отсюда видно, что чем больше общая для обеих цепей индуктивность L_{12}, тем больше связь между этими цепями, т. е. тем сильнее влияют процессы одной цепи на процессы в другой цепи.

Воздействию помех на радиоустройство также можно рассматривать как связь между двумя электрическими цепями, или в более общем случае, как связь между двумя электромагнитными системами, имеющими общее магнитное поле. Таким образом, экранирование магнитных полей сводится к уменьшению связи между указанными цепями за счет уменьшения общих для обеих цепей магнитных полей.

Экранирование магнитных полей может быть осуществлено двумя методами, получившими названия; а) экранирование с помощью ферромагнитных материалов; б) экранирование с помощью вихревых токов.

Первый метод обычно применяется при экранировании постоянных магнитных полей и полей низкой частоты. Второй метод обес-

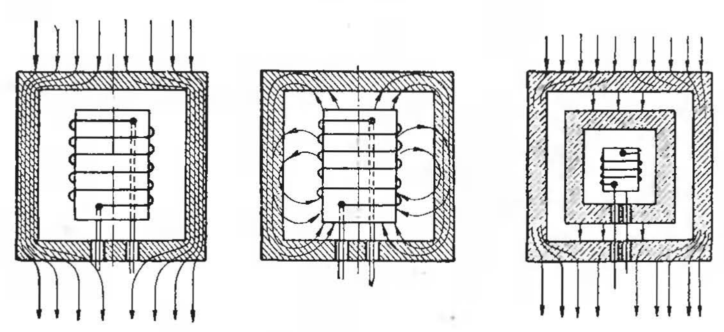


Рис. 21. Схематическое изображение магнитостатических экранов: *а* — при защите от внешнего поля; *б* — при экранировании собственного поля; *в* — при двойном экране.

печивает значительную эффективность при экранировании магнитных полей высокой частоты.

В соответствии с рассматриваемым методом экранирования магнитных полей различают разные названия экранов. Те экраны, которые применяются для экранирования магнитных полей низкой частоты условно можно называть *квазимагнитостатические экраны* или *магнитостатические экраны*, причем последние для сокращения часто называют магнитные экраны.

На рис. 21, *а* схематически показана защита катушки индуктивности L, помещенной внутри магнитного экрана, изготовленного из ферромагнитного материала с большой начальной магнитной проницаемостью и достаточной толщиной стенок. Магнитные силовые линии внешнего магнитного поля (линии индукции магнитного поля помех) будут проходить в основном по толще стенок экрана, обладающего малым магнитным сопротивлением по сравнению с сопротивлением пространства внутри экрана, где находится катушка индуктивности L. В результате внешнее магнитное поле помех не будет влиять на режим работы электрической цепи, в которую включена катушка индуктивности L.

Если ставится задача предохранения внешних электрических цепей от воздействия магнитного поля, создаваемого током катушки

индуктивности L, т. е. когда требуется практически локализовать помехи, создаваемые индуктивностью L, то такая задача решается при помощи магнитного экрана, как это схематически показано на рис. 21, *б*. Здесь почти все силовые линии поля катушки индуктивности будут замыкаться через толщу стенок экрана, не выходя за их пределы вследствие того, что магнитное сопротивление экрана намного меньше сопротивления окружающего пространства.

Из этих рассуждений следует, что вблизи магнитного экрана с наружной его стороны не должны близко находиться магнитные материалы, образующие путь магнитным силовым линиям с сопротивлением, соизмеримым с сопротивлением экрана. Если же такие магнитопроводы окажутся вблизи магнитного экрана, то часть магнитных силовых линий будет замыкаться через этот нежелательный путь. Во внешней цепи скажется влияние магнитного поля, создаваемого катушкой индуктивности, расположенной внутри экрана. Особенно заметно скажется действие магнитного потока вне экрана, если экран будет тонкостенным и его магнитопроводящие свойства будут невысокими. При нормально рассчитанных экранах и небольшой интенсивности магнитных полей помех наличие магнитопроводящих материалов вблизи экрана мало сказывается на эффективность экранирования.

Приведенное краткое объяснение действия магнитного экрана дает основание для формулировки основных требований, предъявляемых к таким экранам. Эти требования сводятся к следующему:

а) начальная магнитная проницаемость материала магнитного экрана должна быть возможно более высокой; хорошо применять для изготовления экранов магнитномягкие материалы с высокой начальной проницаемостью типа пермаллоя и только при отсутствии его использовать мягкую листовую сталь;

б) увеличение толщины стенок экрана приводит к улучшению экранирующих свойств, поскольку магнитное сопротивление экрана уменьшается с увеличением толщины стенок; отсюда ясно, что не следует выбирать очень длинные конструкции экранов;

в) расстояние между магнитным экраном и другими магнитопроводами различных цепей должно быть по возможности наибольшим с тем, чтобы магнитное сопротивление внешней среды было большим по сравнению с магнитным сопротивлением экрана.

На основании приведенных требований к магнитному экрану следует, что надо обращать внимание на то, чтобы швы и разрезы в экране не шли поперек ожидаемого направления магнитных силовых линий, так как это приводит к увеличению магнитного сопротивления экрана и ухудшению его экранирующих свойств.

Как в электростатических экранах, так и в магнитных необходимы отверстия, например, для доступа к регулируемым элементам экранируемых элементов электрической цепи, для введения проводов и т. п. В соответствии с приведенными общими требованиями к магнитным экранам легко определить правильное и неправильное расположение таких отверстий. Как правило, надо избегать наличия большого числа отверстий и больших их размеров. Тем не менее наряду со сплошными магнитными экранами описанного вида можно представить себе и такие магнитные одинарные экраны, у которых число отверстий достаточно велико, но их местоположение выбрано рационально.

Подобно двойным и тройным электростатическим экранам часто применяют многослойные магнитные экраны как с целью повышения эффективности экранирования, так и с целью более рационального их конструирования с точки зрения уменьшения веса и габаритов.

В двойном магнитном экране можно представить себе, что часть магнитных силовых линий, которые выйдут за толщу стенок одного экрана, замкнутся через толщу стенок второго экрана. Схематическое действие защиты от внешнего магнитного поля при помощи двойного магнитного экрана показано на рис. 21, *в*. Точно также можно представить себе действие двойного магнитного экрана при локализации магнитных помех, создаваемых элементом электрической цепи, находящимся внутри первого (внутреннего) экрана: основная масса магнитных силовых линий (линии магнитного рассеяния) замкнется через стенки наружного экрана. Разумеется, что в двойных экранах должны быть рационально выбраны толщины стенок и расстояние между ними.

В литературе существует ряд описаний по исследованию вопроса рационального выбора толщины стенок экранов и расстояния между экранами. Одна из опубликованных работ содержит выводы, основанные на теоретическом анализе и заключающиеся в том, что общий коэффициент экранирования достигает наибольшей величины в тех случаях, когда толщина стенок и промежуток между экранами увеличивается пропорционально расстоянию от центра экрана, причем величина промежутка является средней геометрической величиной толщин стенок примыкающих к нему экранов. При этом коэффициент экранирования

$$K_э = \frac{U_п}{U_{п.\,э}} \quad \text{или} \quad K_э = 20 \lg \frac{U_п}{U_{п.\,э}} \; \partial б,$$

где $U_п$ — э. д. с. помехи, наводимой в неэкранированной электрической цепи при наличии внешнего магнитного поля помех; $U_{п.\,э}$ — э. д. с. помехи, наводимой в экранированной электрической цепи при наличии внешнего магнитного поля помех той же самой интенсивности, при которой измерялась э. д. с. $U_п$.

Изготовление двойных экранов в соответствии с указанной рекомендацией практически затруднено из технологических соображений. Значительно целесообразнее выбрать расстояние между оболочками, прилегающими к воздушному промежутку экранов, большим, чем толщина первого экрана, приблизительно равным расстоянию между стенкой первого экрана и краем экранируемого элемента цепи (например, катушки индуктивности).

Выбор той или иной толщины стенок магнитного экрана нельзя сделать однозначным. Рациональная толщина стенок определяется материалом экрана, частотой помехи и заданным коэффициентом экранирования. При этом полезно учитывать следующее.

1. При повышении частоты помех (частоты переменного магнитного поля помех) магнитная проницаемость материалов падает и вызывает снижение экранирующих свойств этих материалов, так как по мере снижения магнитной проницаемости возрастает сопротивление магнитному потоку, оказываемое экраном.

Как правило, уменьшение магнитной проницаемости с повышением частоты идет наиболее интенсивно у тех магнитных материалов, у которых имеется наибольшая начальная магнитная проницае-

мость. Например, листовая электротехническая сталь с малой начальной магнитной проницаемостью мало изменяет величину μ с повышением частоты, а пермаллой, имеющий большие начальные значения магнитной проницаемости, весьма чувствителен к повышению частоты магнитного поля; магнитная проницаемость у него резко падает с частотой.

2. В магнитных материалах, подверженных действию высокочастотного магнитного поля помех, заметно проявляется поверхностный эффект, т. е. вытеснение магнитного потока к поверхности стенок экрана, вызывая увеличение магнитного сопротивления экрана.

При таких условиях кажется, что почти бесполезно увеличивать толщину стенок экрана за пределы тех величин, которые заняты магнитным потоком при данной частоте. Такой вывод неправилен, ибо увеличение толщины стенок приводит к снижению магнитного сопротивления экрана даже при наличии поверхностного эффекта. При этом одновременно следует учитывать и изменение магнитной проницаемости.

Так как явление поверхностного эффекта в магнитных материалах обычно начинает сказываться заметнее, чем снижение магнитной проницаемости в области низких частот, то влияние обоих факторов на выбор толщины стенок экрана будет различным на разных диапазонах частот магнитных помех. Как правило, снижение экранирующих свойств с повышением частоты помехи сильнее проявляется в экранах из материалов с высокой начальной магнитной проницаемостью.

Указанные выше особенности магнитных материалов дают основание для рекомендаций по выбору материалов и толщины стенок магнитных экранов. Эти рекомендации могут быть сведены к следующим:

а) экраны из обычной электротехнической (трансформаторной) стали, обладающие малой начальной магнитной проницаемостью, можно применять при необходимости обеспечить малые коэффициенты экранирования ($K_э \leqslant 10$); такие экраны обеспечивают почти неизменный коэффициент экранирования в достаточно широкой полосе частот, вплоть до нескольких десятков килогерц; толщина таких экранов зависит от частоты помехи, причем чем ниже частота, тем большая толщина экрана требуется; например, при частоте магнитного поля помех 50—100 *гц* толщина стенок экрана должна быть приблизительно равна 2 *мм*; если требуется увеличение коэффициента экранирования или большая толщина экрана, то целесообразно применять несколько экранирующих слоев (двойных или тройных экранов) меньшей толщины;

б) экраны из магнитных материалов с высокой начальной проницаемостью (например пермаллой) целесообразно применять при необходимости обеспечения большого коэффициента экранирования ($K_э > 10$) в сравнительно узкой полосе частот, причем толщину каждой оболочки магнитного экрана нецелесообразно выбирать больше 0,3—0,4 *мм*; экранирующее действие таких экранов начинает заметно падать на частотах, выше нескольких сот или тысяч герц, в зависимости от начальной проницаемости этих материалов.

Все сказанное выше о магнитных экранах справедливо в отношении слабых магнитных полей помех. Если же экран находится вблизи от мощных источников помех и в нем возникают магнитные потоки с большой магнитной индукцией, то, как известно,

приходится учитывать изменение магнитной динамической проницаемости в зависимости от индукции; необходимо также учитывать при этом потери в толще экрана. Практически же с такими сильными

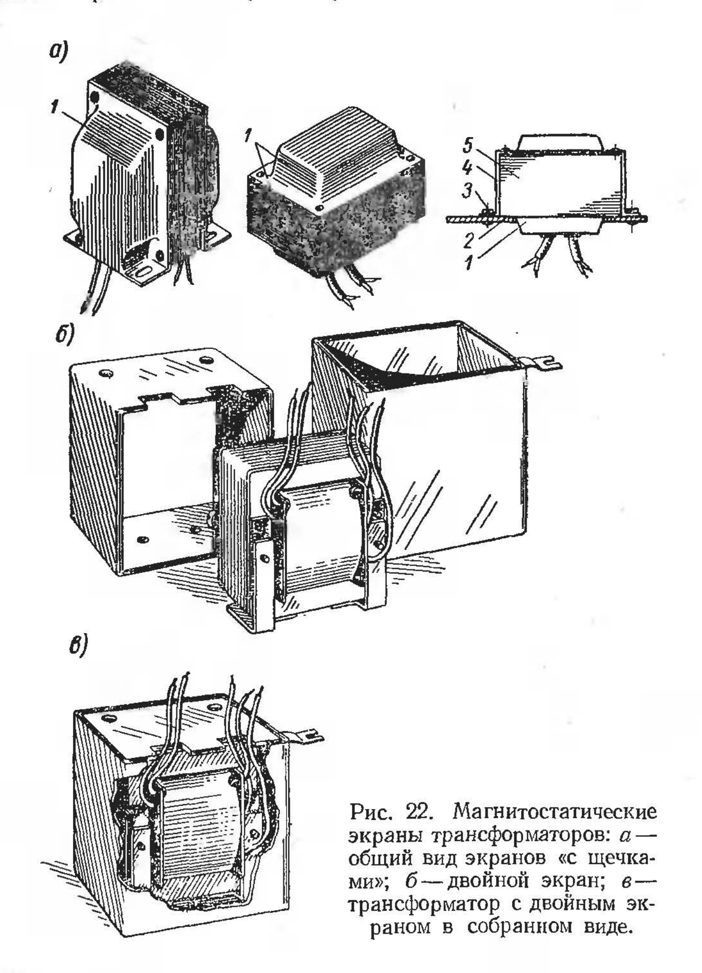


Рис. 22. Магнитостатические экраны трансформаторов: *а* — общий вид экранов «с щечками»; *б* — двойной экран; *в* — трансформатор с двойным экраном в собранном виде.

источниками магнитных полей помех, при которых надо было бы считаться с их действием на экраны, не встречаются, за исключением некоторых специальных случаев, не предусматривающих радиолюбительскую практику и нормальные условия работы радиотехнических устройств широкого применения.

Конструкции применяемых магнитостатических экранов чрезвычайно разнообразны и во многом определяются спецификой режима

работы и вида экранируемого радиоустройства, узла или детали. В электромашиностроении наиболее широко распространенным магнитостатическим экраном является кожух маломощных электродвигателей, преобразователей и умформеров. В радиотехнике магнитостатические экраны наиболее широко применяются в усилителях низкой частоты для экранирования входных трансформаторов; в выпрямителях для экранирования (локализации помех) дросселей сглаживающих фильтров и преобразователей тока высокого напряжения; для экранирования электроннолучевых трубок и фокусирующе-отклоняющих систем (ФОС) и ряда других элементов и блоков радиотехнических устройств.

На рис. 22 показаны некоторые конструкции трансформаторов низкой частоты с магнитостатическими экранами (рис. 22, б, в) в том числе и конструкция двойного экрана, вдвигаемого один в другой. Конструкции различных других типов магнитных экранов, в том числе и для трансформаторов с ленточным или тороидальным магнитопроводами, легко представить себе на основаиии приведенных рисунков.

Независимо от конструкции магнитостатического экраиа необходимо соблюдать следующие правила:

а) крепление самого трансформатора должно производиться на некотором расстоянии от крышки при помощи уголков, прокладок или лапок из иемагнитного материала;

б) конструкция экрана должна обеспечивать наименьшее магнитное сопротивление силовым линиям, идущим вдоль оси катушки (обмотки) трансформатора, поэтому на этом пути нежелательны соединения отдельных частей экрана; если же они необходимы, то их следует выполнять не встык, а внакладку;

в) экран может быть сделан из двух одинаковых штампованных половинок, которые собираются встык при условии, что плоскость стыка расположена вдоль оси катушки экранируемого трансформатора;

г) двойные экраны (при необходимости экранирования помех в широкой полосе частот) делаются комбинированными: между ферромагнитными экранами располагается дополнительный экран в виде короткозамкнутого витка с вихревыми токами (действие такого экраиа описывается ниже).

Магнитостатические экраны дросселей сглаживающих фильтров, предназначенные для локализации создаваемых помех, по своему устройству весьма сходны с такими же экранами для низкочастотных трансформаторов. Как в трансформаторах, так и в дросселях, эти экраны должны быть изготовлены из материалов, обеспечивающих необходимую эффективность экранирования на низких и высоких частотах.

Эффективность экранирования (коэффициент экранирования) однослойного магнитостатического экрана может быть определена как отношение напряженностей магнитного поля в отсутствии экрана и при его наличии, т. е. в виде

$$K_э = \frac{H_п}{H_{п.э}},$$

где $H_п$ — напряженность магнитного поля при отсутствии экрана; $H_{п.э}$ — напряжениость магнитного поля помех при наличии экрана.

Величина $K_э$ может быть определена в зависимости от свойств экрана следующим образом:

$$K_э = 1 + 0{,}22\mu \left[1 - \left(1 - \frac{t}{r_0}\right)^3\right],$$

или при учете того, что $\frac{t}{r_0} \ll 1$, в виде

$$K_э = 1 + \frac{0{,}66\mu t}{r_0},$$

где μ — начальная магнитная проницаемость материала экрана; t — толщина стенок экрана; r_0 — радиус сферы, имеющей тот же объем, что и объем наружной поверхности экрана.

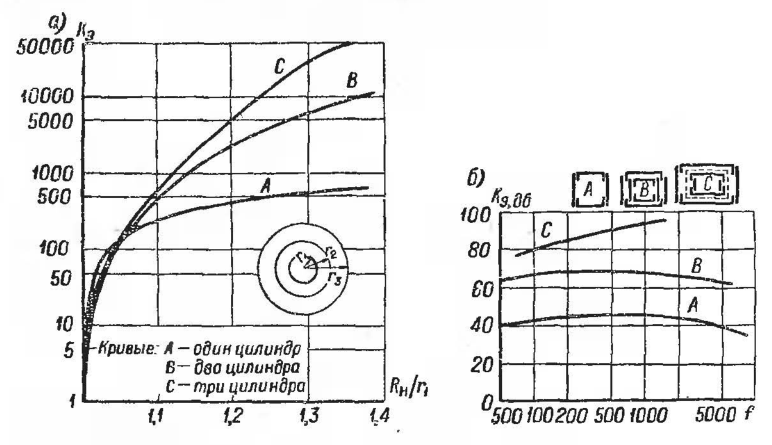


Рис. 23. Расчетные графики для определения коэффициентов экранирования.

Из этой формулы следует, что коэффициент экранироваиия повышается с толщиной стенок экрана, как об этом говорилось выше. Однако при больших заданных (необходимых) значениях $K_э$ толщина стенок может оказаться настолько большой, что целесообразнее применить экран из нескольких слоев.

Для иллюстрации характера изменения эффективности экранирования цилиндрических экранов с одним слоем (A), двумя слоями (B) и тремя слоями (цилнндрами, кривая C) на рис. 23, *а* показаны зависимости коэффициента экранирования $K_э$ от соотношения $R_н/r_1$. Здесь r_1 — внутренний радиус 1-го цилиндра; $R_н$ — наружный радиус рассматриваемого цилиндра. Например, при наличии лишь одного цилиндра $R_н = R_1$ и отношение $R_н/r_1$ есть отношение радиусов внутренней и наружной частей цилиндра; при рассмотрении действия двух цилиндров отношение $R_н/r_1$ есть отношение R_2/r_1, где R_2 — наружный радиус второго цилиндра; при рассмотрении действия трех цилиндров отношение $R_н/r_1$ есть отношение R_3/r_1, где R_3 — наружный радиус третьего цилиндра.

Приведенные расчетные графики рис. 23, *а* определяют эффективность экранирования в зависимости от числа слоев (концентрических цилиндров) одного и того же материала. Как указывается в литературе, применение многослойных экранов с воздушными промежутками между ними целесообразно лишь в том случае, если необходимая толщина однослойного экрана t превышает $0{,}33 \cdot r_0$ (1/3 радиуса сферы, имеющей тот же объем, что и объем наружной поверхности экрана).

Как указывалось выше, эффективность действия магнитных экранов резко повышается, если в воздушные промежутки между отдельными слоями экрана поместить короткозамкнутые тонкостенные экраны из материала с высокой удельной электрической проводимостью (например, из меди).

На рис. 23, *б* приведены графики зависимости $K_э$, *дб* от частоты магнитной помехи для трех экранов, имеющих прямоугольную форму сечения: *А* — однослойный экран с закрытыми торцевыми концами из пермаллоя; *В* — двухслойный экран с закрытыми торцевыми концами из пермаллоя с воздушным промежутком; *С* — трехслойный экран с закрытыми торцевыми концами из пермаллоя; причем в промежутке между двумя экранами из пермаллоя расположен короткозамкнутый виток из листовой меди.

Приведенные графики и расчетные формулы для определения коэффициентов экранирования во многих случаях оказываются весьма сложными. Это тем более необходимо учесть, что точный расчет экранирующего действия экранов представляет значительные математические трудности и требует точного знания параметров поля помех. Все методы расчета имеют ценность лишь как приближенные расчеты, позволяющие определить порядок величин для наиболее часто встречающихся случаев экранирования.

В качестве иллюстрации к сказанному можно напомнить, что все приведенные выше расчетные соотношения и графики рис. 23 получены на основании того, что экран прямоугольной формы заменяется эквивалентной сферой. Этим объясняется, что в литературе рассчитанные экраны, например, цилиндрической формы условно называют сферическими.

Расчет коэффициента экранирования в применении к низкочастотным трансформаторам, когда можно пренебрегать эффектом экранирования высокочастотных полей помех, определяемым действием вихревых токов в толще экрана, упрощается настолько, что он представляет практический интерес. Более того, в целом ряде подобных расчетов допустимы предположения и допущения, сильно упрощающие расчет. В качестве иллюстрации подобных расчетов ниже приводится один из них.

Расчет эффекта экранирования или коэффициента экранирования в диапазоне частот от 10 до 200 *гц* при помощи магнитного экрана может быть выполнен в предположении, что внешнее поле помех по интенсивности и структуре не меняется за счет действия экрана и поле остается таким же, каким оно было до введения в него экрана. В действительности же, внесение экрана во внешнее поле помех существенным образом меняет его интенсивность и структуру.

С учетом сделанного предположения можно считать:

а) при отсутствии магнитного экрана через трансформатор и в экран входит магнитный поток $\Phi_п$, одинаковый по величине;

б) при наличии экрана одна часть магнитного потока проходит через экран, а вторая его часть $\Phi_{п.э}$ проходит через магнитопровод экранируемого трансформатора;

в) часть магнитного потока $\Phi_{п.\,э}$, попадающая в магнитопровод экранируемого трансформатора при наличии экрана, будет меньше потока в толще экрана во столько раз, во сколько раз магнитное сопротивление экрана $R_{м.\,э}$ меньше магнитного сопротивления воздушного промежутка между экраном и магнитопроводом трансформатора $R_{м.\,в}$. В результате коэффициент экранирования

$$K_э = \frac{\Phi_п}{\Phi_{п.\,э}} = 1 + \frac{R_{м.\,в}}{R_{м.\,э}}.$$

Магнитное сопротивление экрана прямоугольной формы (рис. 24, *а*)

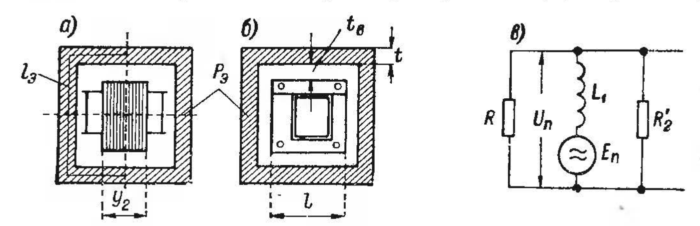


Рис. 24. Определение основных величин для расчета коэффициента экранирования: *а*, *б* — эскизы трансформатора; *в* — эквивалентная схема.

можно приближенно определить в виде

$$R_{м.\,э} = \frac{l_э}{p_э \cdot t \cdot \mu},$$

где $l_э$ — меньший полупериметр прямоугольного экрана в плоскости, параллельной потоку помехи; $p_э$ — периметр экрана в плоскости, перпендикулярной направлению потока помех; t — толщина стенки экрана; μ — начальная магнитная проницаемость материала экрана.

Магнитное сопротивление двойного воздушного промежутка (см. рис 24, *б*)

$$R_{м.\,в} = \frac{2l_в}{l \cdot y_2},$$

где $l_в$ — длина воздушного промежутка; l — длина ярма магнитопровода в направлении, перпендикулярном направлению потока помех (см. рис. 24, *б*); y_2 — толщина набора магнитопровода трансформатора.

Подставляя полученные значения сопротивлений $R_{м.\,э}$ и $R_{м.\,в}$ в выражение, определяющее коэффициент экранирования, получим:

$$K_э = \frac{\Phi_п}{\Phi_{п.\,э}} = \frac{U_п}{U_{п.\,э}} = 1 + \frac{l_в p_э \cdot t \cdot \mu}{l \cdot y_2 \cdot l_э} \cdot \frac{2l_в p_э \cdot t \cdot \mu}{l \cdot y_2 \cdot l_э}.$$

Практически коэффициент экранирования одинарных магнитных экранов для трансформаторов низкой частоты может быть получен

в пределах $K_э = 2,5 \div 50$. Более точное представление о величинах $K_э$ одинарных магнитных экранов можно получить на основании следующих конкретных данных:

1. Экран из листовой стали толщиной 3 *мм* с начальной проницаемостью $\mu \approx 100$, с воздушным промежутком $l_в = 3$ *мм* при магнитопроводе трансформатора Ш—12×12 обеспечивает $K_э = 10$.

2. Экран из пермаллоя толщиной 0,35 *мм* с начальной магнитной проницаемостью около 5000 с воздушным промежутком 1 *мм* при магнитопроводе Ш—12×12 обеспечивает $K_э = 20$.

3. Экран из пермаллоя толщиной 0,35 *мм* с начальной магнитной проницаемостью около 5000 с воздушным промежутком 3 *мм* при магнитопроводе Ш—12×12 обеспечивает $K_э = 50$.

Необходимая величина коэффициента экранирования определяется особенностями режима работы экранируемого узла или всего радиоустройства. Например, в применении ко входному трансформатору усилителя низкой частоты необходимый коэффициент экранирования может быть определен на основании нижеследующего.

Пусть неэкранированный трансформатор подвергается магнитному полю помех с частотой $f_п = 100$ *гц* (например, помеха, создаваемая силовым трансформатором при двухтактном выпрямлении тока промышленной частоты), и поток магнитного поля помехи $\Phi_п$ создает в магнитопроводе входного трансформатора магнитную индукцию

$$B_п = k \cdot H_п,$$

где $H_п$ — напряженность магнитного поля помех; $k = 5 \div 7$ — коэффициент, учитывающий усиление напряженности магнитного поля помех в сердечнике трансформатора по сравнению с напряженностью поля в воздухе.

Напряженность магнитного поля помехи

$$H_п = \frac{\Phi_п}{S_{ст}},$$

где $S_{ст}$ — активное сечение магнитопровода трансформатора.

Если в первичной обмотке трансформатора имеется w витков, то э. д. с. помехи на первичной обмотке трансформатора

$$E_п = 6,28 \cdot f_п \cdot w \cdot k \cdot H_п \cdot S_{ст} \cdot 10^{-8} \ в.$$

Как видно из эквивалентной схемы рис. 24, *в*, напряжение помех на выводах первичной обмотки трансформатора

$$U_п = E_п \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{\omega_п L_1}{R_э}\right]^2}}; \quad R_э = \frac{RR_2'}{R + R_2'},$$

где R — внутреннее сопротивление источника усиливаемого сигнала, на которое замкнута первичная обмотка трансформатора; R_2' — активное сопротивление нагрузки, пересчитанное в первичную обмотку с учетом коэффициента трансформации; L_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора.

Для упрощения расчетных соотношений в приведенном случае не показаны значения активных сопротивлений обмоток трансформатора.

Для нормальной работы усилительного устройства низкой частоты можно считать соотношение $U_c/U_п = 5 \div 20$, где U_c — минимальное напряжение усиливаемого сигнала на первичной обмотке входного трансформатора, $U_п$ — напряжение помехи.

В таком случае, если напряжение помехи, индуктированное в первичной обмотке трансформатора, оказалось бы меньше $U_{с\,мин} = \frac{U_c}{5 \div 20}$, то экранировать входной трансформатор не было бы нужды. В противном случае нужен магнитный экран с коэффициентом экранирования

$$K_э = \frac{U_п}{U_{с\,мин}} = \frac{6{,}28 \cdot f_п \cdot w \cdot k \cdot H_п \cdot S_{ст} \cdot 10^{-8}}{U_{с\,мин}\sqrt{1 + \left[\frac{\omega_п L_1}{R_э}\right]^2}}.$$

Например, при $f_п = 100$ *гц*; $U_{с\,мин} = 30$ *мкв*; $U_c/U_п = 5$; $S_{ст} = 2{,}5$ *см*²; $L_1 = 0{,}2$ *гн*; $R = 50$ *ом*; $R_2' = 150$ *ом*, $H_п = 0{,}02$ *э*; $k = 4$ и $w_1 = 225$ витков — необходим экран с коэффициентом экранирования

$$K_э = \frac{6{,}28 \cdot f_п \cdot к \cdot H_п \cdot w_1 \cdot S_{ст} \cdot 10^{-8}}{\frac{U_{с\,мин}}{5}\sqrt{1 + \left[\frac{\omega_п L_1}{R_э}\right]^2}} =$$

$$= \frac{6{,}28 \cdot 100 \cdot 225 \cdot 4 \cdot 0{,}02 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-8}}{\frac{3 \cdot 10^{-5}}{5}\sqrt{1 + \left[\frac{628 \cdot 0{,}2}{37{,}5}\right]^2}} = 13{,}4.$$

Такой коэффициент экранирования может быть обеспечен одинарным магнитным экраном, расположенным от магнитопровода (с воздушным промежутком) на расстоянии 5 *мм* при толщине экрана 3 *мм*, изготовленного из электротехнической стали. Если минимальный усиливаемый сигнал будет меньше принятого в примере расчета, или поле помех будет более интенсивным, то необходимый коэффициент экранирования будет больше чем $K_э = 13{,}4$ и одинарным экраном обойтись будет трудно. В таком случае можно предусмотреть применение двойного магнитного экрана.

§ 7. ЭКРАНИРОВАНИЕ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ПРИ ПОМОЩИ ВИХРЕВЫХ ТОКОВ

Как указывалось выше, экранирование магнитных полей помех с использованием вихревых токов наиболее эффективно на высоких частотах (радиочастотах) и весьма мало сказывается их действие при низкочастотных помехах. Как можно будет показать ниже, одновременно с экранированием магнитных полей помех происходит также экранирование электрических полей помех. Это дает основание этот способ экранирования называть электромагнитным экранированием.

Простейший электромагнитный экран, действие которого основано на использовании вихревых токов, имеющий вид замкнутого металлического кольца, помещенного в переменное магнитное поле, схе-

матически показан на рис. 25, *а*. Здесь отмечен магнитный поток помех Φ_0, созданный внешними электромагнитными цепями, являющимися источниками помех. Такими цепями могут быть силовой трансформатор выпрямителя повышенной и высокой частоты, феррорезонансные стабилизаторы и т. п. Поле помехи действует на замкнутое кольцо и вызывает в нем возникновение вихревого тока I. Если кольцо обладает индуктивностью L, то в результате действия

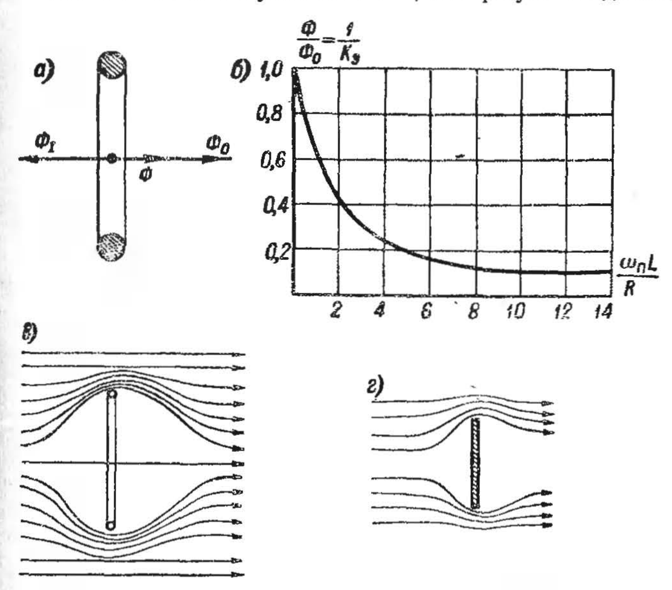


Рис. 25. К пояснению действия экранов с вихревыми токами: *а* — замкнутое кольцо в переменном магнитном поле; *б* — зависимость эффективности экранирования на различных частотах помех; *в* — структура поля в присутствии замкнутого кольца; *г* — структура поля в присутствии проводящего листа.

вихревого тока возникнет магнитный поток Φ_1, направленный навстречу потоку помехи Φ_0. В результате мешающее действие магнитного потока помехи Φ_0 снизится, что равносильно действию уменьшенного магнитного потока помех Φ.

Как показано на рис. 25, *а*, результирующий магнитный поток помех

$$\Phi = \Phi_0 - \Phi_1 = \Phi_0 - LI.$$

Отсюда можно определить величину вихревого тока в кольце и эффективность экранирования кольца.

Если магнитный поток помехи

$$\Phi = \Phi_м \cos(\omega_п t + \varphi),$$

то э. д. с., наводимая в кольце потоком Φ,

$$E = -j\omega_п \Phi.$$

Ток, протекающий в кольце под воздействием наведенной э. д. с.,

$$I = \frac{E}{R} = -j\omega_п \frac{\Phi}{R},$$

где R — активное сопротивление кольца вихревым токам с частотой помехи $\omega_п$.

В этой формуле величина индуктивности L не учитывалась, так как создаваемое ею противо-э. д. с. является также и частью э. д. с. E, поскольку оиа вызывается суммарным магиитным потоком, включающим в себя и поток Φ_1, возникновение которого обязано действию индуктивности кольца.

Из соотношения

$$\Phi_0 = \Phi + \Phi_1 = \Phi + j\Phi \frac{\omega_п L}{R} = \Phi \left(1 + j \frac{\omega_п L}{R}\right)$$

следует, что при известиом значении первоиачального магнитиого потока помехи Φ_0 можио определить коэффициеит экранирования в виде

$$K_э = \frac{\Phi_0}{\Phi} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_п L}{R}\right)^2}.$$

Таким образом этот коэффициент определяет кратность ослабления магнитного поля помех за счет действия собственного поля кольца. Величина $K_э$ растет с повышением частоты и уменьшением активного сопротивления кольца. Эффективность экранирования тем большая, чем лучше проводимость кольца. Можно было бы говорить о том, что $K_э$ прямо пропорционален добротности кольца $Q = \frac{\omega_п L}{R}$.

Характер зависимости коэффициента экранирсваиия замкнутого кольца с вихревыми токами от отношения $\frac{\omega_п L}{R}$ показан иа рис. 25, б. Из этого графика видио, что на низкнх частотах ($\omega_п \to 0$) коэффициеит экранироваиия $K_э$ стремится к единице, т. е. отсутствует эффект экраиирования, как об этом упоминалось выше. С повышением частоты помех $\omega_п = 6{,}28 \cdot f_п$ растет коэффициент экранирования, т. е. увеличивается эффект экранирования, причем, начиная с некоторого значения отношения $\frac{\omega_п L}{R}$, увеличение эффекта экранирования идет не так резко, как в средней части графика.

Более того, при расчете графика рис. 25, *б* исходят вначале из предположения постоянства величин L и R. На самом же деле эти величины не остаются постоянными и зависят от частоты тока (см. например, § 8). Поэтому действительный характер изменения коэффициента экранирования с частотой несколько отличается от характера графика рис. 25, *б*. Общий характер изменения величины $K_э$ остается таким, каким он был охарактеризован выше: *малая эффективность экрана на низких частотах помехи и высокая эффективность на высоких частотах (радиочастотах)*.

Показанное на рис. 25, *а* соотношение внешнего поля помех и собственного поля кольца остается верным. Вне кольца оба магнитных поля будут складываться и общая структура поля внутри и снаружи кольца будет такой, какой она изображена на рис. 25, *в*. Благодаря действию вихревых токов кольца через него не проходит магнитное поле помех; это поле как бы вытесняется и огибает кольцо снаружи. Внутри кольца может быть расположен экранируемый элемент схемы радиоустройства.

Все сказанное относительно экранирующего действия кольца с вихревыми токами равным образом относится и к замкнутым проводящим поверхностям. Если на пути магнитного поля поместить лист проводящего материала (например, медный лист), то в нем появятся вихревые токи и этот лист будет действовать как множество отдельных колец, замкнутых между собой накоротко.

Как и в случае действия одиночного кольца, так и при действии проводящего ток металлического листа, скажется его экранирующее действие, т. е. лист будет препятствовать магнитным силовым линиям проходить через него. Характер структуры магнитного поля помех при наличии листового экрана в переменном магнитном поле показан на рис. 24, *г*.

При высоких частотах поля помех вихревые токи в металле протекают в поверхностном слое, а более глубокие слои металла листа будут как бы экранированы поверхностными слоями и переменное магнитное поле помех не будет проникать в его толщу. В этом случае наблюдается явление, аналогичное поверхностному эффекту (скин-эффекту).

Уменьшение напряженности магнитного поля помех и плотности вихревых токов в толще экрана происходит по экспоненциальному закону, т. е. в виде

$$A = A_0 e^{-\frac{\delta'}{\delta}},$$

где A — плотность тока или напряженность магнитного поля на глубине δ' от поверхности экрана; A_0 — плотность тока или напряженность магнитного поля помех на поверхности экрана; δ — глубина проникновения, на которой плотность тока или напряженность магнитного поля помех убывает в 2,72 раза по сравнению с плотностью тока на поверхности.

Как показано выше, глубина проникновения тока или магнитного поля помех мала. Например, для меди при частоте 100 *кгц* толщина проникновения равна 0,22 *мм*; при более высоких частотах эта величина еще меньше (см. рис. 11). Отсюда следуют основные выводы:

электромагнитные экраны, действующие на основе использования вихревых токов, можно изготовлять из весьма тонких проводящих материалов, причем эффективность экранирования от этого не уменьшится;

для электромагнитных материалов целесообразнее применять хорошо электрически проводящие материалы (медь, алюминий), поскольку сопротивление экранов желательно уменьшать.

Описанный эффект защиты от внешнего магнитного поля помех с использованием вихревых токов пригоден и для защиты внешних элементов цепей от магнитного поля, создаваемого элементом электрической цепи, помещенном внутри экрана, т. е. для локализации магнитных полей помех.

Электромагнитные экраны описанного типа по своей конструкции почти не отличаются от описанных выше электростатических экранов, как это можно видеть из рис. 26. В таких экранах магнитное поле помех не проникает наружу и не может пройти сквозь толщу экрана.

Все сказанное выше относительно отверстий и швов замкнутых экранов для экранирования электрических полей и магнитных полей помех остается в силе и для электромагнитных экранов. На рис. 26, б показано, что линия «а — а′» не приводит к снижению эффективности экранирования, а линия «б — б′» вызывает снижение эффекта экранирования.

Очевидно, что отсутствие верхней и нижней крышек экранов, показанных на рис. 26, приводит к тому, что эти экраны перестают дей-

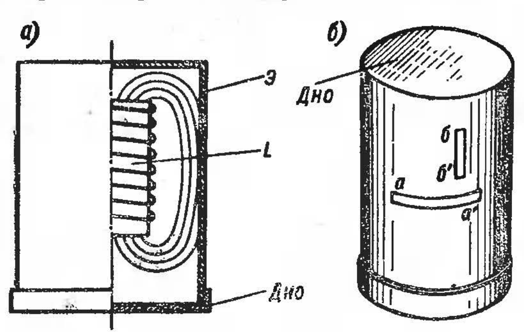


Рис. 26. Вид цилиндрических экранов: *а* — расположение экранируемой индуктивности; *б* — прорези в экране («*а-а*» — правильно, «*б-б*» — неправильно).

ствовать как экраны с вихревыми токами, они перестают быть замкнутыми. С помощью таких «незамкнутых» экранов можно (лишь при известных условиях поляризации электрической волны помех) осуществлять эффект экранирования электрического поля.

Существенной особенностью электромагнитных экранов с вихревыми токами является наличие в них потерь мощности, рассеиваемой в толще экрана, в результате чего он нагревается. Величина потерь электромагнитной энергии в описываемых экранах может быть определена на примере расчета потерь в кольцевом экране. При этом из приведенных выше соотношений следует, что ток в толще кольца

$$I = \frac{\omega_{\text{п}} \Phi_0}{R\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_{\text{п}} L}{R}\right)^2}}.$$

Мощность потерь в кольце

$$P = I^2 R = \frac{R\omega_{\text{п}}^2 \Phi_0^2}{R^2\left[1 + \left(\frac{\omega_{\text{п}} L}{R}\right)^2\right]} = \Phi_0^2 \frac{R\omega_{\text{п}}^2}{R^2 + \omega_{\text{п}}^2 L^2}.$$

Отсюда следует, что при относительно низких частотах вихревых токов, когда $R^2 \gg \omega_п^2 L^2$, мощность потерь P меняется пропорционально квадрату частоты помех ($\omega_п^2$); на более высоких частотах, когда $R^2 \ll \omega_п^2 L^2$, мощность потерь мало зависит от частоты помех. Характер изменения мощности потерь в экране от частоты помех показан на рис. 27, *а*.

Мощность потерь в зависимости от величины активного сопротивления экрана может быть также установлена на основании приведенного выше уравнения, определяющего величину мощности потерь. При малых значениях R, когда $R^2 \ll \omega_п^2 L^2$ и величиной R в знаменателе можно пренебречь, потери будут расти пропорционально $R/\omega_п L$ или R. При больших значениях R, когда $R \gg \omega_п^2 L^2$, потери будут уменьшаться обратно пропорционально R. Потери будут максимальными при $R = \omega_п L$. Общий характер зависимости мощности потерь от сопротивления экрана показан на рис. 27, *б*.

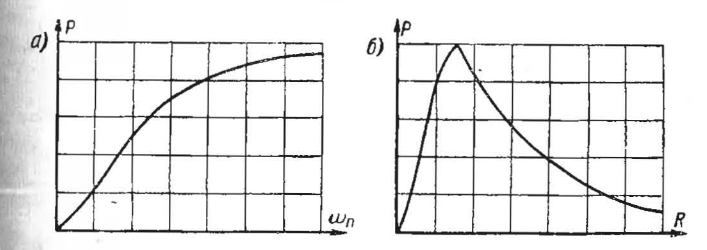


Рис. 27. Зависимость мощности потерь в экране от частоты (*а*) и от активного сопротивления (*б*).

На основании приведенных соотношений можно с полным основанием утверждать, что уменьшение сопротивления R будет способствовать улучшению экранирующих свойств и уменьшению потерь в экране. Этим можно объяснить, что электромагнитные экраны обычно делают из меди или алюминия. Иногда на поверхность экрана наносят слой серебра, улучшающий экранирующие свойства и уменьшающий потерю энергии в экране благодаря тому, что удельное сопротивление серебра приблизительно на 10% меньше удельного сопротивления технической меди. Кроме того, слой серебра в меньшей мере подвергается окислению и не покрывается так быстро слоем плохо проводящих электричество окислов, как это наблюдается в медных экранах. Из соображений наименьшего окисления поверхностного слоя экрана применяется и латунь.

Описываемые электромагнитные экраны могут быть одинарными и двойными. В последних предполагается, что часть энергии помех проникает в толщу металла экрана и создает в нем вихревые токи, вызывающие частичное ослабление поля помех. Если толщина такого экрана мала, то часть энергии помех попадает во внутрь экрана и может оказать мешающее действие работе той части схемы радиоустройства, которая там помещается. Если же между этим экраном и экранируемым элементом схемы расположить еще один экран, то эффект экранирования несомненно усилится.

Можно показать, что эффективность экранирования при применении нескольких слоев экрана из одного и того же материала будет больше, чем при применении одинарного экрана двойной толщины. В еще большей мере увеличивается эффективность экранирования многослойных экранов, если применять правильно подобранные комбинированные экраны, в которых слои сделаны из различных металлов, например, медь-сталь, сталь, покрытая с обеих сторон цинком и др.

О характере изменения эффективности экранирования экранов из различных материалов, разной толщины при различных частотах помех можно судить по графикам рис. 28.

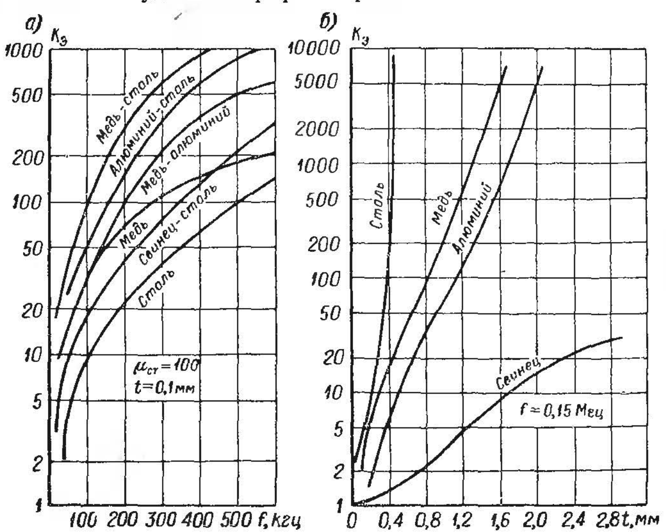


Рис. 28. Характеристики экранов из различных металлов.

Согласно с графиками рис. 28, *а* можно определить коэффициент экранирования однослойного электромагнитного экрана из меди толщиной 1 *мм* на частотах $f_п = 20 \div 200$ *кгц* равным $К_э = 10 \div 200$; если же толщину двухслойного экрана из биметалла медь-сталь оставить равной толщине однослойного медного экрана в 1 *мм* при $\mu_{ст} = 100$, можно получить $К_э$ от 12 до 1000 на частотах 20 и 400 *кгц*.

На рис. 28, *б* показана зависимость $К_э$ одинарного экрана от толщины стенок для разных металлов на частоте помех 0,15 *Мгц*.

Практически применение двухслойных экранов целесообразно при их массовом промышленном изготовлении. В этом случае для получения наибольшей эффективности экранирования выбирают металлы с наибольшей электрической проводимостью, ибо в таких условиях сильнее проявляется действие вихревых токов: они более интенсивные при меньшем сопротивлении экрана. Однако нельзя исходить лишь из условия получения наилучшей электрической проводимости, ибо для эффективности экранирования существенно важна и магнитная проницаемость материала экрана. Например,

эффективность медного экрана может оказаться ниже, чем стального, хотя проводимость меди приблизительно в 6 раз больше проводимости стали; здесь сказывается большая магнитная проницаемость стали.

Так как магнитная проницаемость стали меняется с частотой в достаточно широких пределах, то эффективность экранирования стального экрана на разных частотах неодинакова: на низких частотах $K_э$ велика, а при повышении частоты помех значение $K_э$ уменьшается. При частотах выше 1 *Мгц* экранирующее действие стальных экранов может увеличиваться за счет уменьшения глубины проникновения тока в толщу экрана. В общем случае можно считать, что толщина экранов из магнитных материалов может быть меньшей, чем у экранов из диамагнитных материалов при условии получении одного и того же значения $K_э$ в диапазоне частот помех 20 ÷ 500 *кгц*.

В заключение описания всех видов экранов можно отметить следующее: а) в радиолюбительской практике находят применение три основных типа экранов: электростатические, магнитостатические и электромагнитные; б) первые два типа экранов обладают экранирующим действием лишь для определенного типа помех электрических или магнитных полей; в качестве побочной задачи такие экраны могут оказаться эффективно действующими при наличии того и другого поля, т. е. электростатический экран частично экранирует действие магнитного поля, а магнитные экраны частично защищают от помех электрического поля; в) электромагнитные экраны, действие которых основано на возникновении вихревых токов, применимы, главным образом, при высокочастотных помехах; эти экраны также обладают частичным действием экранирования электрических полей; г) во всех типах экранов обязательно «качественное» заземление, правильное расположение отверстий и соответствующий выбор материала и толщины стенок экрана.

§ 8. РАСЧЕТ ЭКРАНОВ

Приведенные выше описания экранов не исчерпывают необходимых сведений для наилучшего использования их. В большинстве случаев решающее значение в выборе экранов имеет расчет экранируемых элементов схем и узлов радиоустройства. Это обусловлено тем, что экранирование сводится не только к защите или локализации помех, но связано также с изменением параметров экранируемого элемента цепи, поскольку само по себе экранирование обусловливает «перехват электрических или магнитных силовых линий», т. е. с возникновением емкостной или индуктивной связи между цепью экранируемого элемента и самим экраном, который тоже представляет собой ту или иную электромагнитную систему.

Как правило, при экранировании уменьшается индуктивность, увеличивается активное сопротивление и собственная емкость экранируемого элемента цепи. Одновременно с изменением указанных первичных параметров меняются и вторичные параметры экранируемого элемента цепи: резонансные свойства контура, добротность, полоса пропускания частот, коэффициент связи между отдельными цепями.

Из существующих методов электрического расчета экранов различного вида наибольшее применение нашли те, которые

сравнительно просты и наиболее часто встречаются. Получаемые при этом неточности не играют существенной роли, ибо даже самые точные расчеты экранов, сопряженные со сложным математическим аппаратом, также не обеспечивают абсолютную точность.

Трудно отдать предпочтение тому или иному методу расчета. Также нелегко определить, какие наиболее часто встречающиеся экраны следует тщательно рассчитывать. Выше были приведены некоторые расчеты для иллюстрации эффективности действия экранов, и поэтому они были ограничены определением лишь величины $K_э$ и служили для ориентировки выбора материалов экранов и толщины их стенок. Приводимые ниже расчеты экранов по-разному удовлетворяют тем или иным требованиям, предъявляемыми к расчетным методам. В зависимости от конкретной задачи экранирования может быть выбран тот или иной метод расчета. С целью возможности сопоставимости результатов расчета различными методами одна и та же задача расчета решена по-разному.

1. Расчет экранированной катушки индуктивности

Расчет предусматривает использование электростатического экрана из немагнитных материалов (алюминий, латунь или медь). Схематическое изображение экранируемой катушки индуктивности и экрана приведено на рис. 29, *а*.

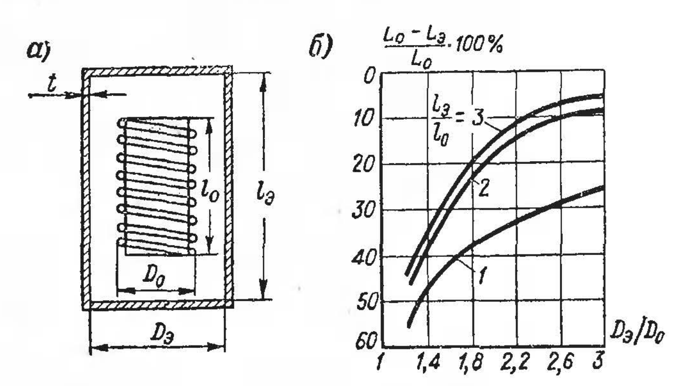


Рис. 29. К расчету индуктивности однослойной экранированной катушки: *а* — размеры экрана; *б* — графики зависимости относительного изменения индуктивности экранированной катушки.

Уменьшение индуктивности экранированной катушки при установке экрана может быть определено на основании упрощенной расчетной формулы

$$L_э = L_0 \left[1 - \left(\frac{D_0}{D_э}\right)^3\right] \cdot \left[1 - \left(\frac{l_0}{2l_э}\right)^2\right],$$

где $L_э$ — индуктивность однослойной катушки в экране; L_0 — индуктивность этой же катушки при отсутствии экрана; $D_0/D_э$ —

отношение диаметров катушки индуктивности и экрана; $l_0/2l_э$ — отношение длины намотки в катушке к удвоенной длине экрана.

Согласно приведенной формуле на рис. 29, *б* показаны графики зависимости уменьшения индуктивности катушки в % от соотношения $D_э/D_0$ при разных значениях $l_0/2l_э$. При этом под относительным уменьшением индуктивности принята величина $\left(1 - \frac{L_э}{L_0}\right) \cdot 100$.

Приведенная на графике рис. 29, *б* зависимость уменьшения индуктивности катушки при $l_э/l_0 = 1$ нереальна для практических случаев, ибо такие экраны не применимы. Вполне реальны отношения $l_э/l_0 = 2 \div 3$. Большего отношения $l_э/l_0$, чем три, не требуется.

Увеличение активного сопротивления катушки индуктивности при ее экранировании можно определить так:

в случае относительно низких рабочих частот, когда поверхностным эффектом (скин-эффектом) можно пренебречь:

$$R = \frac{N^2 \cdot A^2 \cdot \rho}{21000 \cdot t \cdot r^4};$$

в случае относительно высоких частот, когда поверхностный эффект должен быть учтен,

$$R = \frac{N^2 \cdot A^2 \sqrt{f\rho}}{33\,000 \cdot r^4},$$

где R — активное сопротивление, вносимое в обмотку катушки индуктивности при экранировании, *ом*; N — число витков катушки; A — площадь поперечного сечения катушки, *см*^{2}; f — рабочая частота, *кгц*; ρ— удельное сопротивление материала экрана, *ом · мм*^{2}*/м*; t — толщина стенок экрана, *см*; r — радиус эквивалентного шарового экрана, *см*.

Таблица 8

x	e^x	e^{-x}	ch$x$	x	e^x	e^{-x}	ch$x$
0	1,000	1,000	1,000	3,5	33,115	0,030	16,573
0,2	1,221	0,818	1,020	4,0	54,598	0,018	27,308
0,4	1,492	0,670	1,081	4,5	90,017	0,011	45,014
0,6	1,822	0,549	1,855	4,7	109,95	0,009	54,978
0,8	2,225	0,449	1,337	5,0	148,41	0,006	74,210
1,0	2,718	0,368	1,543	5,3	200,34	0,005	100,17
1,5	4,482	0,223	2,352	5,5	244,69	0,005	122,35
2,0	7,389	0,135	3,762	5,7	298,87	0,003	149,44
2,5	12,182	0,082	6,132	5,8	330,30	0,003	165,15
3,0	20,086	0,049	10,068	6,0	403,43	0,002	201,72

Коэффициент экранирования

$$K_э = \left(\frac{pr}{3t}\right) \sqrt{\text{ch}\, 2p - \cos 2p},$$

где

$$p = \frac{t}{1,58}\sqrt{\frac{f}{\rho}};$$

t — толщина стенок экрана, *см*; f — рабочая частота тока в катушке, *кгц*; ρ — удельное сопротивление материала экрана, *ом · мм²/м*; r — радиус эквивалентного шарового экрана, *см*.

Здесь гиперболический косинус $\operatorname{ch} x = \frac{1}{2}(e^{x} + e^{-x})$ может быть определен при помощи обычных таблиц. Для удобства расчета по приведенной формуле в табл. 8 даны некоторые значения величин e^{x}, e^{-x}, $\operatorname{ch} x$. Для промежуточных значений «x» можно брать и промежуточные значения определяемых величин, т. е. производить интерполяцию линейную, не считаясь с погрешностями в определении этих величин.

2. Расчет однослойной и многослойной катушек индуктивности

Достаточно длинный электростатический экран можно рассматривать как одновитковую короткозамкнутую катушку индуктивности, связанную индуктивно с однослойной катушкой, находящейся внутри экрана. Это основное положение дает основание определить индуктивность экранированной однослойной катушки в виде

$$L_э = L_0 (1 - K^2_{св}),$$

где L_0 — индуктивность неэкранированной катушки; $K_{св}$ — коэффициент связи между катушкой и экраном.

Величину $L_э$ экранированной однослойной катушки индуктивности можно также определить в виде

$$L_э = L_0 \left(1 - \eta \frac{D_0^3}{D_э^3}\right),$$

где D_0 и $D_э$ — диаметры катушки и экрана, как обозначено на рис. 29, *а*; η — коэффициент, зависящий от отношения l_0/D_0 катушки.

Значения коэффициента $\eta = \varphi(l_0/D_0)$ приведены на рис. 30, *а*.

Индуктивность однослойной катушки с точностью до $\pm$ 3% можно определить равной

$$L_0 = A \cdot N^2 \cdot D_0,$$

где A — коэффициент, зависящий от соотношения l_0/D_0; D_0 — диаметр катушки; N — число витков обмотки.

Расчет индуктивности многослойных экранированных катушек ведется на основании соотношения

$$L_э = L_0 (1 - K^2_{св}),$$

где

$$K^2_{св} = \frac{1}{A_0 \cdot A_{0э}\left[1 + \frac{l_э}{D_э}\right]} \cdot \frac{D^3}{D_э^3};$$

$A_0 = \varphi(l_0/D_0)$ и $A_{0э} = \varphi(l_э/D_э)$ — коэффициенты, определяемые по графикам рис. 30, *б*, *в*; t — толщина намотки; $D^3 = \frac{1}{2}(D^3_{макс} + D^3_{мин})$, а D — есть приведенный диаметр катушки; $D_{0мин}$ — ми-

нимальный диаметр катушки; $D_{0макс}$ — максимальный диаметр катушки; $l_э$ и $D_э$ — длина и диаметр экрана.

Из приведенных соотношений следует, что чем ближе экран расположен к катушке индуктивности, тем сильнее меняется ее индуктивность. Практически не допускается уменьшение индуктивности катушки больше, чем на 20% от ее номинального значения. Отсюда вытекают практические правила выбора длины и диаметра экрана при заданных размерах катушки.

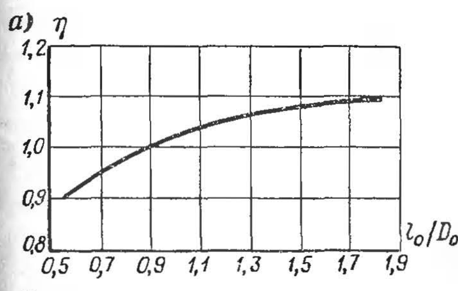
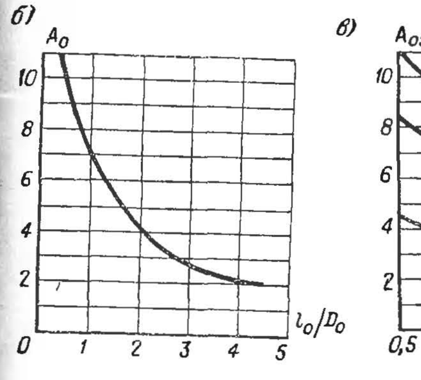
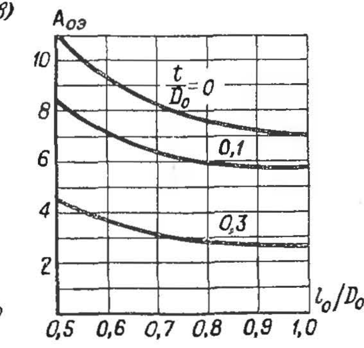


Рис. 30. Графики для расчета индуктивности экранированных катушек.





Наряду с приведенной формулой для определения индуктивности экранированной катушки можно воспользоваться также графиками рис. 31. Эти графики построены на основании следующей формулы:

$$\frac{L_э}{L_0} = 1 - \left(\frac{r_0}{r_э}\right)^2 \cdot \frac{l_0}{l_э} \cdot \frac{1}{k},$$

где $r_0/r_э$ — отношение радиусов катушки индуктивности и экрана; k — постоянная, определяемая по графику рис. 31, *б*.

По графикам рис. 31, *а* можно определить отношение $l_э/l_0$ достаточно точно для длинных экранов и при экране конечной длины, если зазоры между краем катушки и экраном равны по крайней мере радиусу катушки и если длина экрана превышает размер его диаметра. Коэффициент k в формуле, на основе которой построены графики рис. 31, *а*, учитывает возможные неточности расчета.

Увеличение активного сопротивления экранированной катушки индуктивности можно рассматривать как сопротивление потерь, включенное последовательно с активным сопротивлением обмотки катушки. Это сопротивление определяется тем, что в создаваемых двух связанных контурах, составленных индуктивностями катушки

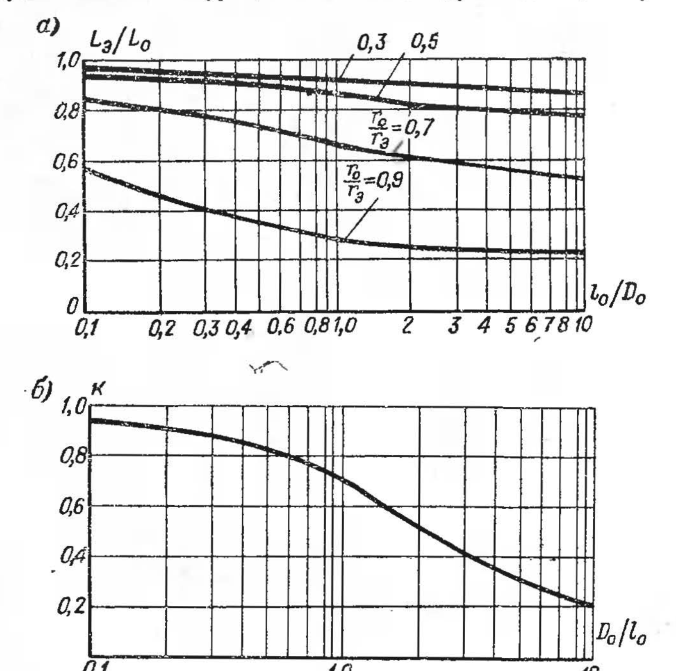


Рис. 31. Расчетные графики для определения индуктивности экранированной катушки.

и экрана, из экранного контура вносится в контур катушки активное сопротивление $R_{э\ вн}$.

Величина этого сопротивления зависит от активного сопротивления экрана на частоте помех и коэффициента связи между контурами катушки и экрана.

Величину вносимого сопротивления $R_{э\ вн}$ можно определить различными расчетными соотношениями, в том числе и следующими.

Для наиболее употребительных алюминиевых экранов вносимое сопротивление

$$R_{э\ вн} \cong K_{св}^2 N^2 \sqrt{f} \frac{D_0}{D_э} \cdot 10^{-3}\ ом,$$

где $K_{св}$ — коэффициент связи между катушкой индуктивности и экраном; f — частота тока в катушке или частота помех в зависимости от того, осуществляется ли защита от помех или локализация по-

мех, создаваемых катушкой индуктивности, *Мгц*; N — число витков катушки

В тех случаях, когда вычисление $K_{св}$ нежелательно или затруднительно, можно воспользоваться расчетной формулой, действительной во всех случаях, когда толщина экрана намного больше глубины проникновения тока в металл экрана, что практически соблюдается при достаточно высоких частотах помех. Эта формула имеет следующий вид:

$$R_{э\,вн} = 9{,}37 \cdot 10^{-4} \cdot N^2 \left(\frac{r_0}{r}\right)^4 \sqrt{\rho f} \ \text{ом},$$

где ρ — удельное сопротивление материала экрана; f — частота тока, *гц*; N — число витков катушки; r_0 — радиус катушки; $r = \sqrt[3]{\frac{D_э^2 l_э}{8}}$ — радиус сферы, равной по объему экрану; $D_э$ и $l_э$ —диаметр и длина экрана.

Общее сопротивление экранированной катушки индуктивности можно определить как

$$R_{fэ} = R_f + R_{э\,вн},$$

где Rf — активное сопротивление неэкранированной катушки индуктивности токам высокой (резонансной) частоты; $R_{э\,вн}$ — активное сопротивление, вносимое в контур катушки при ее экранировании.

Активное сопротивление катушки индуктивности без экрана при намотке катушки из одножильного провода определяется соотношением

$$R_f = R_0 \left[(1 + F) + \left(\frac{kNd}{2D_0}\right)^2 G\right] \text{ом},$$

где R_0 — активное сопротивление обмотки катушки постоянному току; k — коэффициент, учитывающий влияние размеров катушки на эффект близости в обмотке, т. е. зависит от основных размеров катушки; $(1 + F)$ — коэффициент, учитывающий увеличение сопротивления под действием поверхностного эффекта в проводах; G — коэффициент, учитывающий влияние частоты и диаметра провода на эффект близости; D_0 — диаметр катушки; d — диаметр провода обмотки; N — число витков обмотки.

Значения коэффициента «k» от размеров однослойных катушек индуктивности приведены на графике рис. 32, *а*. Значения коэффициентов $(1 + F)$ и G можно определить, как зависимые от величины

$$z = \frac{d\sqrt{f}}{92{,}8},$$

где d — диаметр провода обмотки, *мм*; f — частота тока, *гц*.

Значения коэффициентов $(1 + F)$ и G от величины z приведены в табл. 9.

Если катушка является многослойной, то для определения ее активного сопротивления при отсутствии экрана можно воспользоваться той же расчетной формулой, но зависимость коэффициента «k» от размеров катушки будет иной, чем для однослойной катушки.

Таблица 9

z	0	1,0	2,0	3,0	4,0	7,0	10	20	60
$(1+F)$	1,0	1,005	1,078	1,385	1,678	2,743	3,799	7,328	21,46
$\frac{G}{z^4}$	0,015	0,015	0,172	0,405	0,584	1,109	1,641	3,409	10,48

Для многослойной катушки индуктивности значения коэффициента «k» приведены в виде графика рис. 32, *б*.

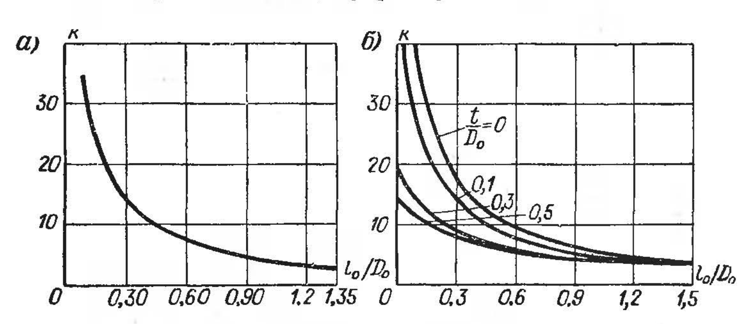


Рис. 32. Графики для определения «$к$» в зависимости от l_0/D_0: *а* — для однослойной катушки; *б* — для многослойной катушки при ее толщине t.

Сопротивление катушки току высокой частоты при намотке литцендратом определяется по формуле

$$R_f = R_0 \left\{(1+F) + \left[\frac{c}{d_0^2} + \left(\frac{kN}{2D_0}\right)^2\right] n^2 d^2 G\right\},$$

где d_0 — полный наружный диаметр литцендрата (без учета толщины наружной изоляции), *мм*; d — диаметр отдельной жилки, *мм*; n — число жил; c — коэффициент, зависящий от числа жил.

Значения коэффициента «c» от числа жил приведены в табл. 10.

Таблица 10

n	1,0	3,0	7,0	9,0	15,0	19	27	100
c	0	1,55	1,82	1,84	1,88	1,90	1,92	2

Активное сопротивление катушки постоянному току равно: для катушки, намотанной одножильным проводом,

$$R_0 = \frac{7 \cdot D_{\text{ср}}}{d^2} 10^{-5} \text{ ом};$$

для катушки, намотанной литцендратом,

$$R_0 = \frac{a}{n} \cdot \frac{7 \cdot D_{\text{ср}}}{d^2} 10^{-5} \text{ ом},$$

где $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр катушки, *мм*; d — диаметр провода, *мм*; $a/n = 1{,}02$—$1{,}06$— учитывает удлинение жилки литцендрата за счет скрутки при изменении числа жилок от $n = 3$ до $n = 27$.

При наличии экрана меняется напряженность магнитного поля у катушки, вызывая изменение эффекта близости. При этом магнитное поле уменьшается в $(1 - K_{\text{св}}^2)$ раз, и сопротивление катушки, вызываемое эффектом близости, уменьшится в $(1 - K_{\text{св}}^2)^2$ раз. В результате сопротивление катушки с учетом эффекта близости окажется равным

$$R_{f\text{э}} = R_0 \left[(1 + F) + \left(\frac{kNd}{2D_0}\right)^2 (1 - K_{\text{св}}^2)^2 G\right],$$

где $K_{\text{св}}$ — коэффициент связи между экранируемой катушкой и экраном.

Общее активное сопротивление катушки индуктивности в экране может оказаться больше или меньше сопротивления той же неэкранированной катушки в зависимости от того, какая составляющая сопротивления будет преобладать. Как правило, относительное изменение сопротивления катушки меньше относительного изменения ее индуктивности, и поэтому добротность экранированной катушки почти всегда ниже добротности неэкранированной катушки, как это следует из общего выражения для добротности

$$Q = \frac{L_{\text{э}}}{C_{\text{э}} R_{f\text{э}}},$$

где $C_{\text{э}}$ — емкость катушки в экране.

Добротность экранированной катушки индуктивности оказывается максимальной при определенных соотношениях диаметров катушки и экрана: для однослойной катушки $(D_{\text{э}}/D_0)_{\text{опт}} = 1{,}5 \div 2{,}1$; для катушки с большой длиной намотки $(D_{\text{э}}/D_0)_{\text{опт}} = 1{,}4 \div 1{,}8$; для многослойных катушек действительны те же соотношения; если вместо диаметра катушки D_0 подставлять D_0', приведенный диаметр катушки

$$D_0'^3 = {}^1/_2 \left(D_{0\,\text{макс}}^3 + D_{0\,\text{мин}}^3\right).$$

3. Расчет незамкнутых экранов

Простейшим незамкнутым экраном можно считать плоский экран большой протяженности, изображенный на рис. 33. Здесь имеется в виду уменьшение напряжения, наводимого в одной катушке (справа от экрана) при протекании тока в другой катушке (слева от экрана). Рассматривается частный случай, когда катушки подобны

одна другой, а экран расположен между ними перпендикулярно к оси катушек. В этом случае эффективность экранирования можно определить как отношение напряжений, наводимых в катушке при отсутствии экрана и при его наличии. Эта эффективность экранирования, определяемая как коэффициент экранирования,

$$K_э \cong 0{,}0127 \cdot A \cdot t \cdot \rho' \cdot f,$$

где t — толщина экрана, *см*; f — частота, *гц*; ρ' — относительная проводимость материала экрана, принимая проводимость стандартной отожженной меди за 100%.

Рис. 33. К расчету незамкнутого плоского экрана большой протяженности.

Приведенная формула применима, строго говоря, при бесконечной длине экрана. Практически же можно пользоваться этой формулой и при конечной длине экрана и при ширине (перпендикулярно плоскости рисунка) большей, чем $2A$ либо $(Д + Д_1)$, смотря по тому, какая величина из них больше.

Этот же экран можно характеризовать коэффициентами ослабления связи между катушками в виде:

для медного экрана $K_{осл} = 10 \lg [(12{,}7 \cdot A \cdot t \cdot f)^2 + 1]$ *дб*;

для алюминиевого экрана $K_{осл} = 10 \lg [(8 \cdot A \cdot t \cdot f)^2 + 1]$ *дб*,

где f — частота, *кгц*; t — толщина экрана, *см*; A — средний радиус катушек, *см*.

4. Расчет замкнутого электромагнитного экрана

Эффективность уменьшения внешнего поля экранированной катушки индуктивности (при локализации создаваемых ею помех) можно определить как отношение напряженности внешнего магнитного поля, создаваемого катушкой индуктивности при отсутствии экрана к напряженности поля при наличии экрана. Если толщина стенок экрана $t/\delta' \geqslant 2$ и незначительна в сравнении с длиной или диаметром цилиндрического экрана из немагнитного материала, где δ' — глубина проникновения тока в толщу материала экрана при рабочей частоте тока в катушке, то

$$K_э = \frac{H}{H_э} = 0{,}24 \frac{r}{\delta'} e^{\frac{t}{\delta'}},$$

где H и $H_э$ — напряженности магнитного внешнего поля при отсутствии и наличии экрана; t — толщина стенок экрана; δ' — глубина проникновения тока в толщу стенок экрана; $e = 2{,}718$ — основание натуральных логарифмов; $r = \sqrt[3]{\frac{D_э^2 l_э}{8}}$ — радиус эквивалентной сферы экрана.

По данным проф. М. И. Конторовича, экранирующие свойства замкнутого одинарного экрана из немагнитного материала можно определить в виде

$$K_э = \left|\frac{\Delta + 1}{\Delta}\right|,$$

где

$$\Delta = -j\frac{3 \cdot C^2}{12{,}56 \cdot \sigma \cdot t \cdot \omega \cdot r};$$

$C = 3 \cdot 10^{10}$ — скорость света, *см/сек*; σ — удельная электрическая проводимость материала экрана; $\omega = 6{,}28 \cdot f$ — частота тока в экранируемой катушке индуктивности, *гц*; t — толщина стенок экрана, *см*; $r = \sqrt[3]{\frac{3v}{12{,}56}}$ — радиус эквивалентного сферического экрана, *см*; v — объем экранирующей камеры, *см*^{3}.

При этом рассчитывается модуль коэффициента экранирования, который в общем виде является комплексной величиной.

Если экран сделан не из сплошного материала, а из металлической сетки, то коэффициент экранирования при достаточно высоких частотах, когда сказывается поверхностный эффект, может быть определен в виде

$$K_Э = \left|\frac{\Delta + 1}{\Delta}\right|,$$

где

$$\Delta = \frac{3}{6{,}28} \cdot \frac{s}{r}\left[\ln\frac{s}{a} - 1{,}5 + \frac{\mu}{4z} - j\frac{\mu}{4z}\right];$$

$z = \frac{a}{1{,}41 \cdot C}\sqrt{3{,}14\omega\mu\sigma}$ — параметр экрана (должно быть $z > 1$); s — шаг сетки, *см*; a — радиус проволоки сетки, *см*; μ — магнитная проницаемость материала экрана (для немагнитных материалов берется $\mu = 1$, а для стали берется $\mu = 50$); σ — удельная электрическая проводимость материала сетки (в электростатических единицах); r — радиус эквивалентной сферы экрана, *см*; $C = 3 \cdot 10^{10}$ — скорость света, *см/сек.*

5. Пример расчета экрана для измерительного устройства

Пусть требуется экранировать измерительное устройство, конструктивно выполненное в виде ящика глубиной $D = 200$ *мм*. При частоте $f = 100$ *кгц* модуль коэффициента экранирования $K_э$ должен быть равен 1000 или его экранное затухание должно быть $b_s \approx 6{,}9$ *неп*. Решение задачи может вестись в следующем порядке.

А. Определяется эквивалентная глубина проникновения тока в выбранном алюминиевом экране с помощью графика рис. 11:

$$\delta = 0{,}275 \text{ мм}.$$

Б. Определяется толщина стенки экрана для случая $\delta' > \delta$ по формуле

$$\delta' = \delta\left[b_s - \ln\frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{\mu_0}{\mu} \cdot \frac{D}{m\delta}\right].$$

Для случая $\delta' \leqslant \delta$ толщина стенки определяется по формуле

$$\delta' = \frac{\mu}{\mu_0} \cdot \frac{m\delta^2}{D}\sqrt{e^{2b_s} - 1} = \frac{2m\sqrt{e^{2b_s} - 1}}{\omega\mu_0\sigma D}.$$

В обеих формулах обозначены: m — коэффициент, позволяющий применять формулы для расчета различных экранов, полагая $m = 3$ для сферического, $m = 2$ для цилиндрического и $m = 1$ для

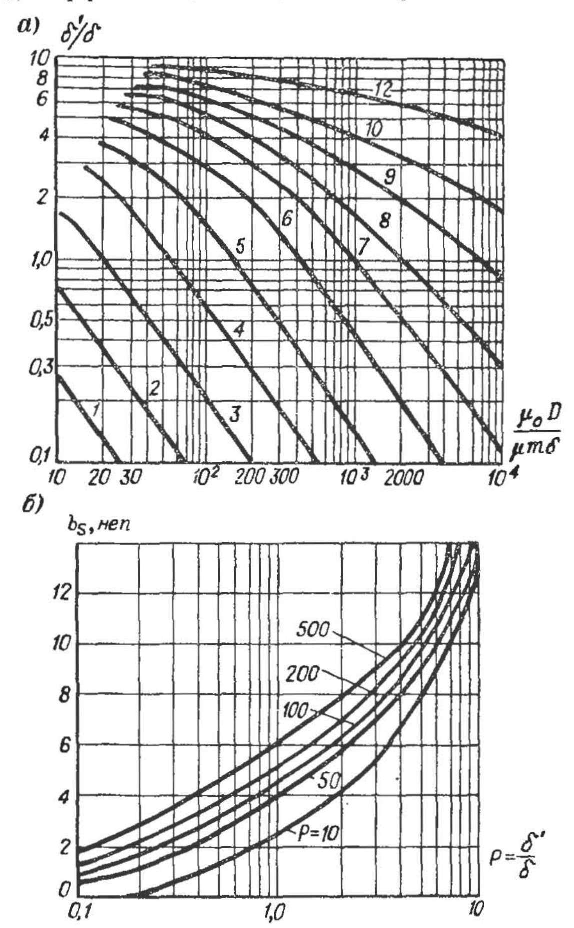


Рис. 34. Расчетные графики: *а* — для определения толщины стенок экрана; б — для определения экранного затухания.

плоского экрана; D — расстояние между стенками экрана для плоского экрана, а для цилиндрического и сферического экранов — диаметр; $b_s = \ln \frac{1}{K_э}$ — экранное затухание, *неп*; μ/μ_0 — отношение величин магнитной проницаемости металла и воздуха.

Для данного случая плоского экрана (стенки параллельны друг другу) при $Д/\delta = 730$ и $\mu/\mu_0 = 1$ толщина стенок будет

$$\delta' = \delta\left[b_s - \ln\frac{\mu_0 D}{2\sqrt{2}\,\mu m\delta}\right] = 0{,}275\left[6{,}9 - \ln\frac{730}{2\sqrt{2}}\right] = 0{,}4\ \text{мм}.$$

Правильный результат может быть получен по графикам рис. 34, *а*, если расчет вести по формуле, действительной для случая, когда толщина стенок меньше глубины проникновения тока. Согласно этой формуле и по графикам рис. 34, *а* можно найти

$$\delta' \cong 0{,}15\ \text{мм}.$$

Упрощенная расчетная формула для этого случая будет

$$\delta' = \frac{\delta^2 e^{bs}}{D} = \frac{0{,}275^2}{200}\cdot e^6 = 0{,}15\ \text{мм}.$$

В ряде случаев должна решаться обратная задача: определение экранного затухания в зависимости от выбранных или заданных исходных величин. Эта задача решается при помощи формулы, имеющей следующий вид:

$$b_s = {}^1/_2 \ln\left\{\left(\frac{pP}{2}\right)^2(\text{ch}\,2p - \cos 2p) + \right.$$

$$\left. + \frac{pP}{2}(\text{sh}\,2p - \sin 2p) + \frac{1}{2}(\text{ch}2p + \text{ls}2p)\right\},$$

где $P = \frac{\mu_0}{\mu}\cdot\frac{D}{\delta'}$ — для плоского экрана; $P = \frac{R}{\delta'}\cdot\frac{\mu_0}{\mu}$ — для цилиндрического экрана; $p = \delta'/\delta$.

Вместо того чтобы пользоваться приведенной достаточно громоздкой расчетной формулой, предпочтительнее применять расчетные графики рис. 34, *б*.

§ 9. ЭКРАНИРОВАНИЕ ТОКОПРОВОДЯЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПЕЙ

Простейшими токопроводящими элементами цепей являются соединительные линии — провода, по которым протекают рабочие токи различных частот. Из них наиболее широкое распространение имеют однопроводные и двухпроводные линии.

Схема включения линии и их экранов имеет существенные значения для эффекта экранирования. На рис. 35, *а* показана схема включения однопроводной линии с трубчатым экраном. Пусть нагрузка Z питается от источника переменного тока с э. д. с. E. При протекании тока по линии вокруг нее возникнут электрические и магнитные силовые линии. Если при такой схеме соединения можно говорить об экранировании электрического поля, то эффекта экранирования магнитного поля нет. Это утверждение вытекает из того, что при такой схеме включения по трубе ток не протекает, ибо она заземлена лишь с одного конца. В результате внешнее магнитное поле, создаваемое током, текущим по проводу, и возникающие магнитные силовые линии, показанные на рис. 35, *а* пунктиром, не компенсируются магнитным полем трубы.

Если же заземлить оба конца трубы (в начале и конце), то по трубе будет протекать часть тока нагрузки, а остальная часть тока потечет через нагрузку и заземление. В результате внешнее магнитное поле будет пропорционально разности токов, протекающих через линию с нагрузкой и по трубе, т. е. будет иметь место частичное экранирование магнитного поля и почти полное экранирование электрического поля.

При использовании экранирующей трубы в качестве «обратного» провода цепи, т. е. если применить схему рис. 35, *б*, то разность токов, протекающих по линии и трубе, будет близка к нулю и тем самым внешнее магнитное поле, создаваемое линией, будет почти отсутствовать. Таким образом будет осуществлена экранировка магнитного и электрического (локализация) полей помех. Такое утверждение основано на том, что незамкнутых магнитных силовых линий

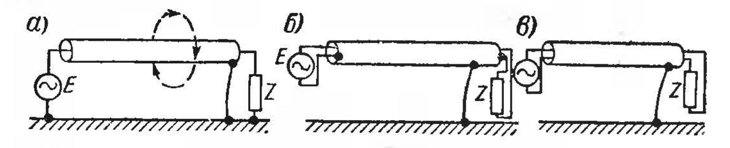


Рис. 35. Схемы включения линии и экрана.

вне трубы не может быть, поскольку такие линии должны были бы замкнуться, проходя через металл трубы, но этого не происходит из-за экранирующего действия металла при высокочастотном магнитном поле.

Если «прямой» и «обратный» провода линии проходят в одной металлической трубе, соединенной с корпусом, как показано на рис. 35, *в*, то в такой схеме будет осуществляться экранирование электрического и магнитного полей помех, создаваемых линией. Равным образом имеет место защита линии от внешних электрических и магнитных полей помех.

В отличие от рассмотренных выше электростатических и электромагнитных экранов жесткой конструкции электромагнитные экраны высокочастотных линий осуществляются достаточно гибкими. Их делают либо из свинца в процессе изготовления самой линии, либо используют металлические оплетки из меди или бронзы.

В технике электросвязи широко используются и более сложные соединительные цепи, в том числе коаксиальные кабели, многожильные кабели и многие другие. Расчет всех подобных соединительных линий и кабелей достаточно сложен и в силу того, что в радиолюбительской практике он мало применим, здесь не приводится.

§ 10. ЗАЩИТНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

Защитные фильтры являются одним из широко распространенных средств уменьшения помех, проникающих в радиоустройство через питающую сеть. Их можно также использовать для подобных целей не только в питающих цепях, но и во всех других случаях связи защищаемого радиоустройства с «посторонними» электротехническими и радиотехническими устройствами. Таким образом, защитные

фильтры являются необходимым дополнением ко всем типам экранов, будь то электромагнитные, электростатические или магнитостатические.

Распространение помех в электрической сети может происходить, как показано на рис. 36, *симметрично и несимметрично*. В первом случае напряжение помех замыкается через эквивалентное высокочастотное сопротивление $Z_н$, во втором случае — через сопротивления $Z_{н1}$ и $Z_{н2}$. Особенно не желательны несимметричные помехи.

Вышеуказанные помехи могут быть значительно уменьшены путем защиты питающей сети от проникновения в нее помех от какого-либо источника, а также защиты радиоустройства от помех, проникающих из сети. В простейшем случае между источником помех и сетью или между сетью и радиоустройством включаются защитные фильтры.

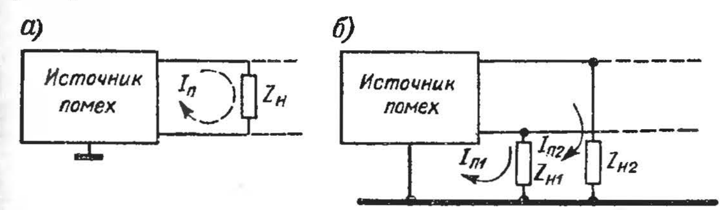


Рис. 36. Схемы симметричного (*а*) и несимметричного (*б*) распространения помех через сеть.

В качестве защитных фильтров могут быть использованы устройства, подобные сглаживающим фильтрам выпрямителей. Существенное отличие между защитными и сглаживающими фильтрами заключается в том, что защитные фильтры предназначены для устранения в полезной нагрузке высокочастотных составляющих помех, а сглаживающие фильтры — для устранения пульсаций относительно низкочастотных составляющих.

Схемы наиболее широко распространенных сглаживающих фильтров показаны на рис. 37, *а, е*. В соответствии с упомянутыми выше двумя видами путей распространения помех различают *симметричные* и *несимметричные фильтры*. Первые применяются в тех случаях, когда распространение радиопомех идет по двум симметричным проводам; вторые — несимметричные фильтры — применяются в тех случаях, когда распространение помех происходит примерно также, как показано на рис. 36, *б*, т. е. по системе «провод — земля». Что касается выбора схемы фильтра (емкостный, индуктивный и т. д.), то это должно решаться для каждого конкретного случая на основании приведенных ниже соображений.

Эквивалентная *схема емкостного фильтра* приведена на рис. 38, *а*. На основании этой схемы можно считать следующее.

При отсутствии емкостного фильтра $C_ф$ отношение напряжения на нагрузке к э. д. с. помех будет

$$\frac{U_н}{e} = \frac{Z_н}{Z_i + Z_н} \quad \text{или} \quad k_0 = \frac{e}{U_н} = \frac{Z_i + Z_н}{Z_н},$$

где $Z_н$ — сопротивление нагрузки, включая сюда сопротивление

соединительных проводов; Z_i — внутреннее сопротивление источника помех; e — э. д. с. помех.

При наличии конденсатора $C_ф$, включенного параллельно нагрузке, получим

$$\frac{U'_н}{e} = \frac{Z'_н}{Z_i + Z'_н} \quad \text{или} \quad k'_0 = \frac{e}{U'_н} = \frac{Z_i + Z_н}{Z'_н},$$

где $$Z'_н = \frac{Z_н \cdot Z_с}{Z_н + Z_с} \quad \text{и} \quad Z_с = \frac{1}{6{,}28 \cdot f_п \cdot C_ф};$$

$f_п$ — частота помех.

Очевидно, что при наличии защитного емкостного фильтра $C_ф$ уровень помех на нагрузке окажется меньшим, чем при отсутствии

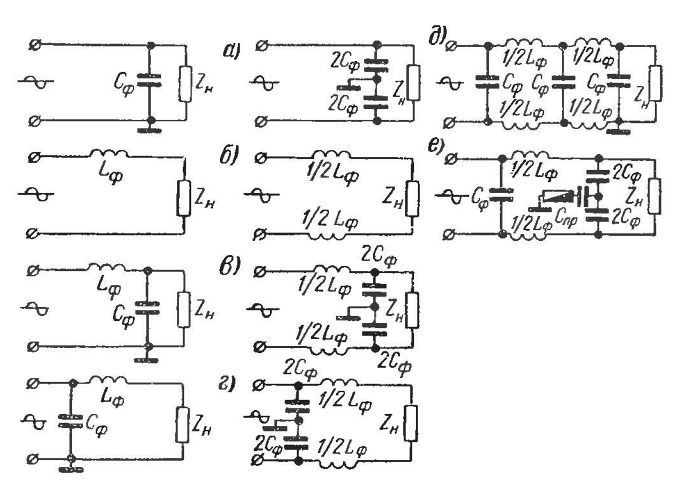


Рис. 37. Схемы защитных фильтров: *а* — емкостный; *б* — индуктивный; *в* — Г-образный; *д* — двухзвенный П-образный; *е* — П-образный с защнтным конденсатором $C_{пр}$.

фильтра. Величину уменьшения уровня помех характеризует *коэффициент эффективности защиты*

$$K_з = \frac{\kappa'_0}{\kappa_0} = \frac{U_н}{U'_н} = \frac{Z_н}{Z_i + Z_н} \cdot \frac{Z_i + Z'_н}{Z'_н}.$$

Практически можно подобрать такую емкость $C_ф$, при которой соблюдаются неравенства:

$$Z_с \ll Z_н; \quad Z_с \ll Z_i; \quad 1 + \frac{Z_с}{Z_н} \approx 1 \quad \text{и} \quad 1 + \frac{Z_i}{Z_с} \approx \frac{Z_i}{Z_с}.$$

При этих условиях

$$K_з = \frac{Z_н}{Z_i + Z_н} \cdot \frac{Z_i}{Z_с},$$

т. е. эффективность защиты от помех емкостным фильтром тем выше, чем больше отношение сопротивлений источника помех и

конденсатора фильтра. При больших внутренних сопротивлениях источника помех защита емкостным фильтром весьма эффективна. Для выполнения указанных выше условий (соотношения сопротивлений источника помех и фильтра) достаточны сравнительные малые емкости $C_ф$, так как частота помех довольно высокая.

В большинстве случаев радиолюбительской практики величина сопротивления Z_i неизвестна, и измерение этой величины без специальных приборов затруднено. Практически можно обойтись без знания величины Z_i; подбирая опытным путем необходимую величину емкости $C_ф$, добиваются наибольшей эффективности защиты. Обычно для этих целей пригодны конденсаторы емкостью 0,1 ÷ ÷ 2,0 *мкф*. Эффективность защиты такого фильтра в радиовещательном диапазоне оценивается в $K_з = 5 \div 10$ и более.

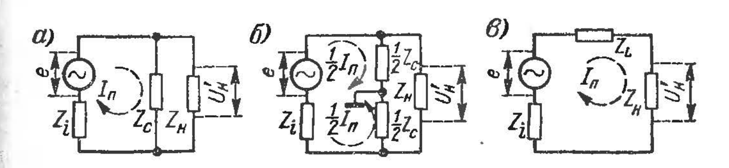


Рис. 38. Эквивалентные схемы защитных фильтров: *а* — емкостного; *б* — симметричного емкостного; *в* — индуктивного.

Если используется емкостный симметричный фильтр, то на основании эквивалентной схемы, приведенной на рис. 38, *б*, можно прийти к тем же выводам, что и при несимметричном, принимая в приведенных расчетах $C_ф = {}^1/_2\ C_ф$, поскольку конденсаторы $C_ф$ включены последовательно друг с другом; суммарное сопротивление последовательно соединенных конденсаторов фильтра равно Z_c, а сопротивление каждой половины емкостного фильтра равно ${}^1/_2\ Z_c$.

Эквивалентная *схема индуктивного фильтра* приведена на рис. 38, *в*. Согласно этой схеме можно считать при отсутствии фильтра

$$\frac{U_н}{e} = \frac{I_п Z_н}{e} = \frac{Z_н}{Z_i + Z_н}; \quad \kappa_0 = \frac{Z_i + Z_н}{Z_н};$$

при наличии фильтра

$$\frac{U_н}{e} = \frac{I_п Z_н}{e} = \frac{Z_н}{Z_i + Z_L + Z_н}; \quad \kappa'_0 = \frac{Z_i + Z_L + Z_н}{Z_н}.$$

Коэффициент эффективности защиты

$$K_з = \frac{\kappa'_0}{\kappa_0} = \frac{Z_i + Z_L + Z_н}{Z_i + Z_н}.$$

Если сопротивление источника помех мало относительно сопротивления нагрузки и сопротивление дросселя фильтра $Z_ф$ на частоте помех намного больше сопротивления нагрузки, то

$$K_з \approx \frac{Z_L}{Z_н},$$

т. е. эффект защиты индуктивным фильтром будет тем большим, чем выше отношение сопротивлений дросселя фильтра и сопротивления нагрузки. Отсюда можно сделать вывод, что защита индуктивным фильтром тем эффективнее, чем меньше сопротивление источника помех. Учитывая сравнительно высокую частоту помех в защитном фильтре, не требуется большая индуктивность $L_ф$. Во многих случаях дроссель фильтра может быть сделан без магнитопровода, хотя не исключено применение дросселей с магнитопроводами.

Наряду с несимметричными индуктивными фильтрами широко используются и симметричные фильтры. К ним полностью применимы приведенные выше расчеты и выводы, поскольку в них суммарная индуктивность $L_ф = L_{ф1} + L_{ф2}$, где $L_{ф1} = L_{ф2} = {}^1/_2 L_ф$.

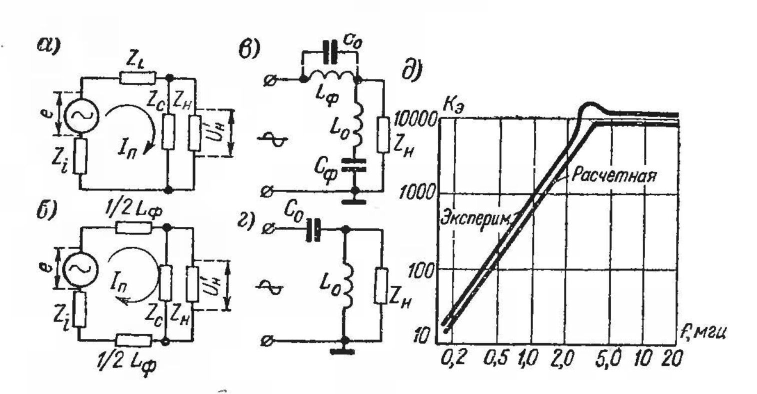


Рис. 39. Эквивалентные схемы Г-образного фильтра (*а*, *б*); схемы вырожденного фильтра (*в*, *г*) и его характеристики (*д*).

Существенной особенностью индуктивных фильтров является действие собственной емкости дросселя. Эта емкость, как известно, является суммарной межвитковой емкостью обмотки дросселя. В ряде случаев эта емкость C_0 вместе с индуктивностью $L_ф$ образует резонансный контур, включенный последовательно с сопротивлением нагрузки. Если резонансная частота этого контура совпадает с основной частотой помех, создаваемых в сети, то получается схема защитного фильтра, показанная на рис. 38, *в*, в которой вместо Z_L должна быть поставлена величина $Z_{экв}$ — эквивалентное сопротивление контура при резонансе.

Поскольку $Z_{экв}$ обычно является большим сопротивлением, то защита от помех резонансной частоты будет весьма эффективной. В то же время сопротивление создающегося резонансного контура токам рабочей частоты (низким частотам рабочего тока) будет мало и потери в фильтре будут малыми. Само собой разумеется, что на всех других частотах, отличных от резонансной, эффективность защиты от помех будет снижаться.

Эквивалентная схема Г-образного защитного фильтра, начинающегося с индуктивности, приведена на рис. 39, *а*. Такие фильтры значительно более эффективны, чем емкостные и индуктивные. Как и для

предыдущих типов фильтров, можно получить необходимые расчетные соотношения на основании следующего:

при отсутствии фильтра напряжение помех на нагрузке

$$\frac{U_{н}}{e} = \frac{I_{п}Z_{н}}{e} = \frac{Z_{н}}{Z_i + Z_{н}}; \quad \kappa_0 = \frac{Z_i + Z_{н}}{Z_{н}};$$

при наличии фильтра соотношение напряжений

$$\frac{U'_{н}}{e} = \frac{I'_{п}Z'_{н}}{e} = \frac{Z'_{н}}{Z_i + Z_L + Z'_{н}}; \quad \kappa'_0 = \frac{Z_i + Z_L + Z_{н}}{Z_{н}},$$

где

$$Z'_{н} = \frac{Z_{н} \cdot Z_{c}}{Z_{н} + Z_{c}}.$$

Отсюда коэффициент эффективности защиты Г-образного фильтра

$$K_{з} = \frac{\kappa'_0}{\kappa_0} = \frac{Z_{н}}{Z_i + Z_{н}} \cdot \frac{Z_i + Z_L + Z'_{н}}{Z'_{н}}.$$

Если сопротивления источника помех и конденсатора $C_{ф}$ малы, а сопротивление нагрузки $Z_{н}$ велико, то действительны следующие неравенства:

$$Z'_{н} < Z_{c}; \quad \frac{Z_{н}}{Z_i + Z_{н}} \approx 1; \quad \frac{Z_i + Z_L + Z'_{н}}{Z'_{н}} \approx 1 + \frac{Z_L}{Z_{c}} \approx \frac{Z_L}{Z_{c}}.$$

С учетом приведенных неравенств коэффициент эффективности защиты фильтра

$$K_{з} \approx \frac{Z_L}{Z_{c}} \approx \omega^2 L_{ф} C_{ф},$$

где $\omega = 6{,}28 f_{п}$, $f_{п}$ — частота помех.

При определении параметров защитного фильтра исходят из необходимости защиты от помех с самыми низкими частотами, полагая при этом, что помехи более высоких частот будут тем более устраняться, поскольку сопротивление конденсатора фильтра Z_{c} уменьшается с повышением частоты.

Согласно нормам допустимых радиопомех наиболее низкой частотой считается $f_{п} = 150$ *кгц*. Поэтому, подставляя емкость $C_{ф}$ в *мкф*, индуктивность фильтра $L_{ф}$ в *мкгн* и частоту помех в *кгц*, можно определить по заданному значению $K_{з}$ параметры фильтра

$$L_{ф} C_{ф} = K_{з} \left(\frac{159}{f_{п}}\right)^2,$$

где $f_{п}$ — наиболее низкая частота помех, *кгц*.

Для частоты $f_{п} = 150$ *кгц* необходимы

$$L_{ф} C_{ф} = 1{,}12 K_{з}.$$

Приведенные соотношения остаются действительными и для симметричного Г-образного фильтра, эквивалентная схема которого приведена на рис. 39, *б*. В соответствии с обозначениями потребуется индуктивность каждого дросселя равным $^1/_2 L_{ф}$ и емкость каждого конденсатора $C_{ф} = 2C_{ф}$.

С повышением частоты помехи приходится считаться с собственной емкостью дросселя C_0 и индуктивностью конденсатора L_0, включенных в схему так, как показано на рис. 39, *в*. При некоторой частоте помех, равной резонансной частоте контуров $L_ф C_0$ и $C_ф L_0$, эффективность защиты Г-образного фильтра будет максимальной. При частотах помех выше резонансных частот элементов фильтра Г-образный фильтр практически меняется и его схема принимает вид, показанный на рис. 39, *г*. Этот фильтр обладает такой особенностью, что его защитное действие уменьшается с повышением частоты помех.

Частотная характеристика одного из Г-образных защитных фильтров приведена на рис. 39. *д*. На этом же рисунке наряду с расчетной характеристикой приведена экспериментальная. Наибольшее значение $K_з$ имеется на частоте приблизительно равной 4 *мгц* и соответствует режиму резонанса в элементах фильтра.

На основании приведенных выше соотношений для расчета величины $K_з$ следует, что можно выбирать любые соотношения величин $L_ф$ и $C_ф$. На самом же деле должны быть соблюдены некоторые закономерности в выборе величин $L_ф$ и $C_ф$. Они определяются стоимостью дросселя и конденсатора, величинами собственной емкости C_0 и индуктивности L_0, габаритными и весовыми соображениями. Точная формулировка этих закономерностей затруднительна. Ограничиваются обычно экспериментально определенными соотношениями величин $L_ф$ и $C_ф$. В табл. 11 приведены значения емкости $C_ф$ и индуктивности $L_ф$ для защитного дросселя при $f_п = 150$ *кгц* и $K_з = 10$.

Таблица 11

$C_ф$, *мкф*	10	4	2	1	0,5	0,25	0,1	0,05	0,025
$L_ф$, *мкгн*	1	2,5	5	10	20	40	100	200	400

Если защитный фильтр должен иметь коэффициент $K_з > 10$, то обычно увеличивают индуктивность фильтра $L_ф$, оставляя почти неизменной величину емкости $C_ф$. Такая закономерность не соблюдается в тех случаях, когда рабочий ток, протекающий через дроссель, велик и заданную величину $L_ф$ трудно конструктивно осуществить. Если рабочее напряжение не очень велико, то может оказаться целесообразнее увеличить емкость $C_ф$.

Из приведенных расчетных соотношений следует, что Г-образный защитный фильтр с индуктивностью $L_ф$ на входе применим лишь в том случае, если внутреннее сопротивление источника помех мало, а сопротивление питающей сети (или сопротивление нагрузки) велико. Если же соотношение сопротивлений источника помех и сети при включении фильтра между ними велико, т. е. при большом внутреннем сопротивлении источника помех возможно применение Г-образного фильтра с емкостью на входе. Его эквивалентная схема приведена на рис. 40, *а*.

В соответствии с обозначениями рис 40, *а* получим:

при отсутствии фильтра соотношение напряжений

$$\frac{U_{\text{н}}}{e}=\frac{I_{\text{п1}}Z_{\text{н}}}{e}=\frac{Z_{\text{н}}}{Z_i+Z_{\text{н}}};\quad \kappa_0=\frac{Z_i+Z_{\text{н}}}{Z_{\text{н}}};$$

при наличии фильтра

$$\frac{U'_{\text{н}}}{e}=\frac{I_{\text{п2}}Z_{\text{н}}}{e};$$

$$\kappa'_0=\frac{e}{I_{\text{п2}}Z_{\text{н}}}.$$

При этом коэффициент эффективности защиты

$$K_{\text{з}}=\frac{U_{\text{н}}}{U'_{\text{н}}}=\frac{e}{I_{\text{п2}}(Z_i+Z_{\text{н}})}.$$

Используя обозначения на рис. 40, *а* и проделав все необходимые

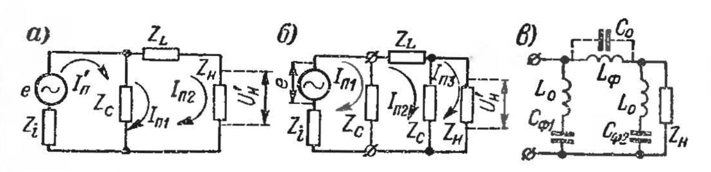


Рис. 40. Эквивалентные схемы защитных фильтров: *а* — Г-образного, начинающегося с емкости; *б* — П-образного; *в* — с учетом собственных индуктивностей и емкостей.

преобразования с учетом неравенств

$$Z_i \gg Z_{\text{н}};\quad Z_i+Z_{\text{н}}\approx Z_i;\quad Z_L\gg Z_{\text{н}};\quad \frac{Z_i}{Z_{\text{c}}}+1\approx\frac{Z_i}{Z_{\text{c}}},$$

получим

$$K_{\text{з}}\approx\frac{Z_L}{Z_{\text{c}}}\approx\omega^2L_{\text{ф}}C_{\text{ф}},$$

т. е. почти такой же, как и для Г-образного фильтра с индуктивностью на входе. Более точные расчетные формулы могут быть получены на основании эквивалентной схемы рис. 40, *а*. Однако большого расхождения величин $K_{\text{з}}$, определенных тем и другим способом, не имеется.

На основании приведенного расчетного соотношения для $K_{\text{з}}$ можно сделать вывод, что защитный Г-образный фильтр с емкостью на входе целесообразно применять в том случае, если сопротивление источника помех велико, а сопротивление нагрузки мало. Такой фильтр может оказаться весьма целесообразным при питании транзисторных радиоустройств от источника тока с помехами, у которого внутреннее сопротивление велико, например от термоэлектробатареи, солнечной батареи и т. п.

Эквивалентная схема однозвенного П-образного защитного фильтра приведена на рис. 40, *б*. Легко заметить, что этот фильтр можно рассматривать как сочетание двух звеньев фильтра: емкостного и Г-образного. Такое допущение возможно при достаточно

большом сопротивлеиии нагрузки, как это отмечалось при определении $K_з$ для Г-образного фильтра с индуктивностью на входе.

При сделанном допущении коэффициент эффективности защиты П-образного фильтра можно принять равным.

$$K_{зП}=K_{зС}\cdot K_зГ=\frac{Z_н}{Z_i+Z_н}\cdot\frac{Z_i}{Z_с}\cdot\frac{Z_L}{Z_с}.$$

Если же учесть, что $Z_н \gg Z_i$, то получим

$$K_{зП}=\frac{Z_i}{Z_с}\cdot\frac{Z_L}{Z_с}.$$

Эффективность защиты П-образного фильтра, как и ранее описаиного Г-образного фильтра, меияется в зависимости от собственной емкости дросселя C_0 и индуктивности конденсаторов L_0, как это легко понять из эквивалентной схемы рис. 40, *в*. П-образные фильтры обладают большими значениями $K_з$ и их применение оправдано тогда, когда сопротивление источника помех велико. В этом случае сказывается действие конденсатора $C_{ф1}$ фильтра.

При практическом использовании защитных фильтров ограничиваются однозвенными фильтрами. Применение многозвенных фильтров может обеспечить повышение эффективности защиты, но сопряжено с усложнением схем. Точно также, хотя принципиально и возможно применение *RC*-защитных фильтров, т. е. включение резистора $R_ф$ вместо дросселя $L_ф$, но практически встречается редко, что обусловлено главным образом относительно большими потерями энергии в них.

В заключение описания защитных фильтров можно отметить следующие обязательные правила при их применении:

а) защитные фильтры должны быть заключены в экраны, причем предпочтительно, чтобы каждое звено фильтра было помещено в отдельном экране;

б) экран фильтра необходимо тщательно соединить с кожухом (корпусом, экраном) всей установки и только в исключительных случаях допускается соединение экранов при помощи шин и проводов минимальной длины;

в) емкостные защитные фильтры иногда помещают внутри кожуха (экрана) источника радиопомех, так как они сравнительно слабо подвержены действию внешних электрических полей, однако при этом предпочтительнее пользоваться проходными конденсаторами $C_ф$.

Описанные защитные фильтры рассмотрены здесь лишь с точки зрения ограничения проникновения помех от их источника в радиоустройство через питающую сеть. Эти же, по существу, вопросы применения защитных фильтров и экранов, но уже с точки зрения ограничения действия помех на радиоустройство путем локализации их в месте возникновения, рассмотрены в разделе «Методы локализации и подавления помех» (см. ниже).

§ 11. ЭЛЕМЕНТЫ ЗАЩИТНЫХ ФИЛЬТРОВ И ИХ РАСЧЕТ

Как видно из приведенных выше схем, элементами защитных фильтров являются дроссели и конденсаторы, которые отличаются существенным образом от таких же элементов радиотехнических

схем. Их отличия тем резче выражены, чем больше мощность электропитающих устройств, а также зависят от вида устройства, питаемого через защитные фильтры от сетей постоянного и переменного тока, от частоты питающего тока или напряжения помех и т. д. Ниже описываются некоторые элементы защитных фильтров и их расчет.

А. Защитные дроссели

Различают два основных типа защитных дросселей: *низкочастотные* и *высокочастотные*. Они отличаются между собою наличием (или отсутствием) магнитопровода, конструкцией обмоток и материалов.

В защитных фильтрах относительно низких частот применяются дроссели с магнитопроводом из трансформаторной стали. Обычно

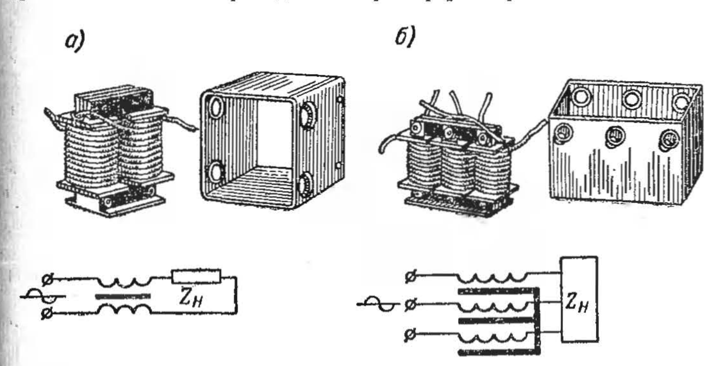


Рис. 41. Внешний вид сдвоенного и строенного защитных дросселей со снятыми экранами.

такие дроссели изготовляются одинарными, двойными и строенными. Каждый дроссель снабжается своим кожухом (экраном). Вид некоторых таких дросселей промышленного изготовления со снятыми экранами показан на рис. 41.

Сдвоенные дроссели, обмотки которых расположены на одном и том же магнитопроводе, применяются в двухпроводных электрических сетях. По сравнению с двумя одинарными дросселями они имеют меньший вес, габариты и стоимость; при том же числе витков обмотки они обладают меньшей индуктивностью на высокой частоте вследствие связи между обмотками дросселя. Обмотки сдвоенного дросселя можно включить в сеть переменного тока так, чтобы магнитные поля обмоток компенсировались. В этом случае индуктивность дросселя резко уменьшается из-за сильной связи между обмотками; падение напряжения на дросселях уменьшается. При питании радиоустройства от сети постоянного тока такое включение дросселя снижает постоянное намагничивание магнитопровода рабочим током и тем самым позволяет получить большую индуктивность дросселя.

Строенные дроссели применяются на трехпроводных электрических сетях (линиях). Через такие дроссели можно включать

в сеть трехфазного тока электродвигатели с целью ограждения сети от проникновения в нее помех, создаваемых двигателями при работе на неустановившуюся механическую нагрузку.

Магнитопроводы защитных дросселей обычно изготовляются из высоколегированной трансформаторной стали (с большим содержанием кремния) толщиной $0{,}1 \div 0{,}35$ *мм*. В некоторых случаях применяются также магнитопроводы из альсифера ТЧ-60 и других марок.

Сердечники дросселей могут быть разомкнутыми, замкнутыми и замкнутыми с воздушным (диэлектрическим) зазором. Обычно замкнутые сердечники магнитопроводов применяются только в сдвоенных дросселях. Для уменьшения магнитного поля, создаваемого ампервитками рабочего тока (тока нагрузки), рекомендуется делать воздушный зазор шириной около $0{,}1 \div 0{,}2\%$ от длины средней магнитной силовой линии в магнитопроводе. Практически такой зазор получается при наборе пластин магнитопровода «встык».

Защитные дроссели после их изготовления помещаются в металлические (магнитостатические) экраны, и их обмотки заливаются компаундной массой, имеющей хорошую теплопроводность. Благодаря этому обеспечивается хорошее охлаждение обмоток, механическая прочность, экранировка и влагостойкость дросселей. При конструировании защитных дросселей существенно важно обеспечить наименьшую собственную емкость обмоток из соображений, отмеченных при рассмотрении принципа действия дросселей в схемах защиты от помех.

В табл. 12 приведены данные некоторых типов защитных дросселей заводского изготовления, в том числе одинарные и сдвоенные дроссели со стержневыми магнитопроводами из стали ВЧ-2 толщиной 0,2 *мм*. Магнитопроводы выполнены с воздушными зазорами: длина воздушного зазора 0,2 *мм* для дросселей II типа; 0,4 *мм* — для III типа; 1,0 *мм* — для IV типа; 1,25 *мм* — для V типа и 1,5 *мм* — для VI типа дросселей.

Расчет защитного дросселя может быть сделан различным образом, в зависимости от того, каков род рабочего тока: постоянный или переменный. В случае включения защитного дросселя в цепь постоянного тока его можно рассчитывать также, как дроссель сглаживающего фильтра, считая постоянный ток намагничивания магнитопровода дросселя — I_0 равным току нагрузки — $I_{\text{раб}}$. В этом случае исходной величиной конструктивного расчета дросселя является величина $L_{\text{др}}I_0^2$, где $L_{\text{др}}$ — индуктивность обмотки дросселя.

Величина $L_{\text{др}}I^2$ (*гн·а*) с достаточной степенью точности определяет необходимый объем сердечника магнитопровода — $Q_c l_c$, где Q_c — активное сечение стержня; l_c — средняя длина магнитной силовой линии магнитопровода. Зависимость требуемой величины объема $Q_c l_c$ от найденного при расчете значения $L_{\text{др}}I_0^2$ показана в виде графика 1 на рис. 42, *а*. Этот график применим для расчета магнитопроводов из электротехнических сталей марок Э4А и Э4АА на основе выбора максимальной магнитной индукции $B_m = 5000$ *гс*, плотности тока в обмотке $\Delta I = 3{,}5$ *а/мм²* при проводах марок ПЭ или ПЭЛ и предполагаемого нагрева обмоток дросселя не более чем на 40° С выше температуры окружающей среды.

Если же допустить более напряженный режим работы магнитопровода дросселя, например, выбрав $B_m = 6000$ *гс*, то зависимость $Q_c l_c$ от $L_{\text{др}}I_0^2$ выразится линией 2 рис. 42, *а*. Определив необходимую



Рис. 42. Расчетные графики для определения $Q_c l_c$ (*а*); $l_в$,% и μ_z (*б*) защитного дросселя.

Рабочий ток, *а*	Тип II				Тип III				Тип
	провод и диаметр, *мм*	число витков	индуктивность, *мкгн*	сопротивление, *ом*	провод и диаметр, *мм*	число витков	индуктивность, *мкгн*	сопротивление, *ом*	провод и диаметр, *мм*
									Одинарные
0,2	ПЭЛШО 0,12	408	6500	19	—	—	—	—	—
0,5	ПЭЛШО 0.23	208	1800	3	ПЭЛШО 0,2	440	8500	10	—
1,0	ПЭЛШО 0,31	132	700	1	ПЭЛШО 0,29	230	2400	2,6	ПЭЛШО 0,39
2,0	ПЭЛБО 0.49	64	170	0,2	ПЭЛШО 0,39	104	500	0,6	ПЭЛШО 0,51
4,0	ПЭЛБО 0,72	32	40	0,045	ПЭЛШО 0,49	60	150	0,14	ПБД 0,74
6,0	—	—	—	—	ПБД 0,74	42	80	0,08	ПБД 1,0
10,0	—	—	—	—	ПБД 1,0	26	30	0,025	ПБД 1,25
15,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—
35,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—
									Сдвоенные
0,2	ПЭЛШО 0,12	200	2560	9,3	—	—	—	—	—
0,5	ПЭЛШО 0,23	104	690	1,4	ПЭЛШО 0,2	220	3980	4,7	—
1,0	ПЭЛШО 0,31	66	275	0,49	ПЭЛШО 0,29	115	1090	1,16	ПЭЛШО 0,39
2,0	ПЭЛБО 0.49	32	65	0,099	ПЭЛШО 0,39	52	225	0,28	ПЭЛШО 0,51
4,0	ПЭЛБО 0,72	16	15	0,022	ПЭЛШО 0,64	30	70	0,066	ПБД 0,74
6,0	—	—	—	—	ПБД 0.74	21	35	0,037	ПБД 1,1
10.0	—	—	—	—	ПБД 1,0	13	14	0,013	ПБД 1,25
15,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—
35,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Таблица 12

IV			Тип V				Тип VI			
число витков	индуктивность, *мкгн*	сопротивление, *ом*	провод и диаметр, *мм*	число витков	индуктивность, *мкгн*	сопротивление, *ом*	провод и диаметр, *мм*	число витков	индуктивность, *мкгн*	сопротивление, *ом*
дроссели										
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
400	6500	3,5	ПЭЛШО 0,51	640	20500	3,5	—	—	—	—
208	1700	0,1	ПЭЛШО 0,64	340	5500	0,1	ПБД 0,74	364	8300	1,5
104	400	0,2	ПБД 0,86	164	1350	0,3	ПБД 0,96	180	2000	0,4
74	200	0,08	ПБД 1,16	120	700	0,15	ПБД 1,3	150	1400	0,25
44	70	0,03	ПБД 1,45	68	200	0,05	ПБД 1,45	84	400	0,07
—	—	—	ПБД 1,68	44	100	0,025	ПБД 1,68	64	250	0,05
—	—	—	ПБД 2,26	28	40	0,008	ПБД 2,26	32	100	0,012
—	—	—	—	—	—	—	ПБД 2,83	20	25	0,005
дроссели										
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
200	3740	1,65	ПЭЛШО 0,51	320	11000	1,83	—	—	—	—
104	1010	0,46	ПЭЛШО 0,64	170	3100	0,48	ПБД 0,74	182	3350	0,68
52	255	0,11	ПБД 0,86	82	720	0,15	ПБД 0,96	90	820	0,197
37	125	0.04	ПБД 0,96	60	385	0,071	ПБД 1,3	75	495	0,121
22	45	0,016	ПБД 1,45	34	120	0,024	ПБД 1,45	42	170	0,038
—	—	—	ПБД 1,68	22	50	0,012	ПБД 1,68	32	115	0,024
—	—	—	ПБД 2,26	14	22	0,004	ПБД 2,26	16	30	0,005
—	—	—	ПБД 2,83	10	—	—	ПБД 2,83	10	10	0,0025

величину $Q_c l_c$, согласно исходной расчетной величине $L_{др} I_0^2$ можно выбрать стандартный магнитопровод.

В радиолюбительской практике при условии малой потребляемой в нагрузке мощности можно применить стандартные магнитопроводы броневого типа, набранные из Ш-образных пластин электротехнической стали. Такие же магнитопроводы обычно применяются в маломощных силовых трансформаторах и трансформаторах низкой частоты.

Основные размеры стандартных Ш-образных пластин показаны на рис. 43. Данные стандартных размеров Ш-образного магнитопровода (пластин) приведены в табл. 13, а для пластин типа УШ (с уширенным окном) данные приведены в табл. 14.

Из сопоставления данных табл. 13—14 видно, что пластины типа УШ отличаются от пластин типа Ш несколько большей шириной «окна», в котором располагается обмотка. На рис. 43 показано, как определяются основные размеры магнитопровода. Например, общая ширина $L = 2d + 2в + a_1$; общая высота $H = h + 2d$. Площадь окна $Q_0 = h \cdot в$; полезное сечение стержня магнитопровода $Q_c = a_1 \cdot a_2 \cdot k_c$, где k_c — коэффициент, учитывающий наличие изоляции между пластинами ($k_c = 0{,}85 \div 0{,}9$). Средняя длина магнитной силовой линии $l_c = 2h + 2b + 6{,}28 \cdot d/2$.

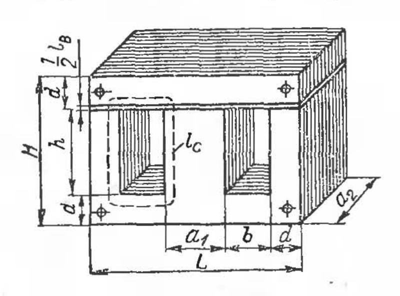


Рис. 43. Основные размеры Ш-образных магнитопроводов.

Магнитопровод защитного дросселя описываемого типа, как и магнитопровод дросселя сглаживающего фильтра, собирается из Ш-образных пластин с воздушным зазором $l_в$ с целью увеличения индуктивности. Наивыгоднейшая длина воздушного зазора определяется в виде

$$l_в = l_c \frac{l_в\%}{100},$$

где l_c — длина магнитной силовой линии в сердечнике магнитопровода; $l_в\%$ — относительная длина воздушного зазора.

Величина $l_в\%$ зависит от значения $M = \frac{L_{др} I_0^2}{Q_c l_c}$. Эта зависимость показана в виде графика рис. 42, *б*.

При сборке магнитопровода дросселя воздушный зазор, если оказывается достаточно большим (больше 0,5 *мм*), фиксируется с помощью изоляционной прокладки (прессшпаном, текстолитом и т. п.) Толщина такой прокладки равна $^1/_2 l_в$.

Расчет обмотки дросселя сводится к определению числа витков, выбору марки и диаметра провода, а также к проверке на размещение обмотки в окне выбранного магнитопровода.

Число витков определяется соотношением

$$w_{др} = 10^4 \sqrt{\frac{L_{др} l_c}{1{,}26 \cdot \mu_z \cdot Q_c}},$$

Таблица 13

Тип пластин	Размеры					Пределы величин		Вес пакета $a_2 = a_1$, кГ
	a_1, см	в, см	h, см	Q_0, см²	l_c, см	Q_cQ_0, см⁴	$Q_c \cdot l_c$, см³	
Ш-10	1	0,5	1,5	0,75	5,57	0,75—1,5	5,6—11,2	0,043
Ш-10	1	0,65	1,8	1,17	6,47	1,2—2,4	6,5—13	0,05
Ш-11	1,1	1,15	3,4	3,9	10	4,7—9,4	12—24	0,095
Ш-12	1,2	0,6	1,8	1,08	5,7	1,56—3,12	8—16	0,075
Ш-12	1,2	1,2	2,6	3,12	9,5	4,5—9,0	13,5—27	0,1
Ш-12	1,2	1,6	4,8	7,68	14,7	11—22	21—42	0,145
Ш-14	1,4	0,7	2,1	1,47	7,8	2,9—5,8	15—30	0,118
Ш-14	1,4	0,9	2,5	2,25	9,0	4,3—8,6	18—36	0,148
Ш-15	1,5	1,35	2,7	3,65	10	8,2—16,4	22,5—45	0,18
Ш-16	1,6	0,8	2,4	1,92	8,9	4,9—8,9	23—46	0,17
Ш-18	1,8	0,9	2,7	2,43	10	7,9—15,8	32,5—65	0,248
Ш-19	1,9	1,7	4,6	7,82	15,6	28—56	56—112	0,42
Ш-20	2,0	1,8	5,6	10,1	17,9	40—80	71—142	0,71
Ш-21	2,1	1,9	3,8	7,22	14,7	32—64	65—130	0,472
Ш-22	2,2	1,4	3,9	5,46	14,06	26—52	68—136	0,51
Ш-24	2,4	1,2	3,6	4,32	13,4	25—50	77—154	0,596
Ш-25	2,5	3,15	5,8	18,3	21,76	114—228	136—272	0,96
Ш-26	2,6	1,7	4,7	7,99	16,9	54—108	114—228	0,87
Ш-28	2,8	2,35	5	11,8	19,1	92,5—185	150—300	1,11
Ш-30	3,0	2,7	5,4	14,6	20,9	131—262	190—380	1,36
Ш-32	3,2	3,6	7,2	25,9	26,6	265—530	270—540	1,94
Ш-35	3,5	2,2	6,15	13,5	22,2	165—330	270—540	2,14
Ш-40	4,0	3,0	7,0	21,0	26,3	336—672	420—840	3,12

Примечание. l_c — средняя длина магнитной силовой линии; $Q_c = a_1 \cdot a_2$ — сечение сердечника; $Q_0 = bh$ — площадь сечения окна сердечника; остальные обозначения обычные для пластин.

Указанные в таблице пределы величин $Q_c \cdot Q_0$ и $Q_c \cdot l_c$ получены при толщине пакета (набора) $a_2 = (1 \div 2)\ a_1$.

где μ_z — магнитная проницаемость стали магнитопровода с учетом наивыгоднейшего воздушного зазора, определенного выше при помощи графика рис. 42, *б*.

Для выбора провода обмотки предварительно нужно определить допустимую плотность тока. Обычно исходят из допустимой плотности тока в обмотке $\Delta I_0 = 3 \div 4$ *а/мм*². При этом необходимый диаметр провода

$$d = (0{,}55 \div 0{,}65)\sqrt{I_0}\ \text{мм},$$

где ток I_0 в амперах; первые цифры относятся к плотности тока в 4 *а/мм*².

Согласно данным подсчета выбирается соответствующий провод, с округлением величины d в сторону ближайшего большего значения, указанного в табл. 15. В тех случаях, когда падение напряжения на защитном дросселе превышает желаемое или заданное значение $\Delta U_{др}$, приходится увеличивать сечение провода. Если при этом оказывается невозможно разместить обмотку в окне выбранного магнитопровода,

Таблица 14

Тип пластин	Типовые размеры сердечника	a_1, *см*	d, *см*	b, *см*	h, *см*	Q_0, *см*^{2}	L, *см*	a_2, *см*	H, *см*	Q_c, *см*^{2}	l_c, *см*
УШ-10	УШ 10 × 10	1,0	0.65	0.65	1,8	1,17	3,6	1,0	3,1	0,9	5,66
	УШ 10 × 15	1,0	0,65	0,65	1,8	1,17	3,6	1,5	3,1	1,35	5,66
	УШ 10 × 20	1,0	0.65	0,65	1,8	1,17	3,6	2,0	3,1	1,8	5,66
УШ-12	УШ 12 × 12	1,2	0,8	0,8	2,2	1,76	4,4	1,2	3,8	1,3	6,74
	УШ 12 × 18	1,2	0,8	0,8	2,2	1,76	4,4	1,8	3,8	1,95	6,74
	УШ 12 × 24	1,2	0,8	0,8	2,2	1,76	4,4	2,4	3,8	2,6	6,74
УШ-14	УШ 14 × 14	1,4	0,9	0,9	2,5	2,25	5,0	1,4	4,3	1,76	7,92
	УШ 14 × 21	1,4	0,9	0,9	2,5	2,25	5,0	2,1	4,3	2,64	7,92
	УШ 14 × 28	1,4	0,9	0,9	2,5	2,25	5,0	2,8	4,3	3,52	7,92
УШ-16	УШ 16 × 16	1,6	1,0	1,0	2,8	2,8	5,6	1,6	4,8	2,3	9,03
	УШ 16 × 24	1,6	1,0	1,0	2,8	2,8	5,6	2,4	4,8	3,45	9,03
	УШ 16 × 32	1,6	1,0	1,0	2,8	2,8	5,6	3,2	4,8	4,6	9,03
УШ-19	УШ 19 × 19	1,9	1,2	1,2	3,35	4,02	6,7	1,9	5,75	3,26	10,6
	УШ 19 × 28	1,9	1,2	1,2	3,35	4,02	6,7	2,8	5,75	4,79	10,6
	УШ 19 × 38	1,9	1,2	1,2	3,35	4,02	6,7	3,8	5,75	6,52	10,6
УШ-22	УШ 22 × 22	2,2	1,4	1,4	3,9	5,46	7,8	2,2	6,7	4,36	12,4
	УШ 22 × 33	2,2	1,4	1,4	3,9	5,46	7,8	3,3	6,7	6,54	12,4
	УШ 22 × 44	2,2	1,4	1,4	3,9	5,46	7,8	4,4	6,7	8,72	12,4
УШ-26	УШ 26 × 26	2,6	1,7	1,7	4,7	7,99	9,4	2,6	8,1	6,08	14,7
	УШ 26 × 39	2,6	1,7	1,7	4,7	7,99	9,4	3,9	8,1	9,12	14,7
	УШ 26 × 52	2,6	1,7	1,7	4,7	7,99	9,4	5,2	8,1	12,16	14,7
УШ-30	УШ 30 × 30	3,0	1,9	1,9	5,3	10,1	10,6	3,0	9,1	8,1	16,9
	УШ 30 × 45	3,0	1,9	1,9	5,3	10,1	10,6	4,5	9,1	12,15	16,9
	УШ 30 × 60	3,0	1,9	1,9	5,3	10,1	10,6	6,0	9,1	16,2	16,9
УШ-35	УШ 35 × 35	3,5	2,2	2,2	6,15	13,5	12,3	3,5	10,55	11,0	19,8
	УШ 35 × 52	3,5	2,2	2,2	6,15	13,5	12,3	5,2	10,55	16,4	19,8
	УШ 35 × 70	3,5	2,2	2,2	6,15	13,5	12,3	7,0	10,55	22,0	19,0
УШ-40	УШ 40 × 40	4,0	2,6	2,6	7,2	18,7	14,4	4,0	12,4	14,4	26,4
	УШ 40 × 60	4,0	2,6	2,6	7,2	18,7	14,4	6,0	12,4	21,6	26,4
	УШ 40 × 80	4,0	2,6	2,6	7,2	18,7	14,4	8,0	12,4	28,8	26,4

приходится брать другой тип магнитопровода и повторно рассчитать все ранее определенные величины.

При этом падение напряжения на дросселе можно определить в виде

$$\Delta U_{\text{др}} = R_{\text{др}} I_{\text{раб}},$$

где $R_{\text{др}}$ — активное сопротивление обмотки дросселя; $I_{\text{раб}}$ — рабочий ток, протекающий через дроссель и нагрузку.

Сопротивление обмотки дросселя

$$R_{\text{др}} = \frac{225 \cdot w_{\text{др}} \cdot l_{\text{м}}}{d^2} 10^{-6} \ \textit{ом},$$

где $l_{\text{м}} = 2(a_1 + a_2) + 3{,}14 \cdot b$, *см* — средняя длина витка обмотки (определяется по эскизу магнитопровода); $w_{\text{др}}$ — число витков обмотки.

Диаметр провода по меди, *мм*	Сечение провода, *мм*^{2}	Диаметр провода с изоляцией, *мм*				Вес 1 *км* провода (без изоляции), *кГ*	Сопротивление 1 *км* провода, *ом*
		ПЭЛ и ПЭТ	ПЭВ-2	ПЭЛШО и ПЭЛШКО	ПБД		
0,05	0,00196	0,065	0,08	0,12	—	0,0175	9290
0,06	0,00283	0,075	0,09	0,13	—	0,0252	6440
0,07	0,00385	0,085	0,1	0,14	—	0,0343	4730
0,08	0,00502	0,095	0,11	0,15	—	0,0448	3630
0,09	0.00686	0.105	0,12	0,16	—	0,0567	2860
0,1	0,00785	0,12	0,13	0,175	—	0.070	2240
0,11	0,0095	0,13	0,14	0,185	—	0,085	1850
0,13	0,0132	0,15	0.16	0,205	—	0,118	1320
0,15	0,0176	0,17	0,19	0,225	—	0,158	994
0,17	0,0227	0,19	0,21	0,245	—	0,202	773
0,19	0,0283	0,21	0,23	0,265	—	0,253	618
0,21	0,0346	0,235	0,25	0,3	0,4	0.309	507
0,23	0,0415	0,255	0,28	0,32	0,42	0,370	423
0,25	0.044	0,275	0,3	0,34	0,44	0,437	357
0,29	0,066	0,325	0,34	0,39	0,51	0,589	266
0,31	0,0754	0,35	0,36	0,415	0,53	0,673	233
0,33	0,0855	0,37	0,38	0,435	0,55	0,762	205
0,35	0,0962	0,39	0,41	0.455	0,57	0,857	182
0,41	0,132	0,45	0,47	0,52	0.63	1,011	155
0,47	0,173	0,515	0,53	0.58	0,69	1,545	101
0,53	0.22	0,58	0,60	0,645	0,75	1,956	79,5
0,59	0,273	0,64	0,66	0.705	0,81	2,437	64,3
0,64	0,321	0,69	0,72	0,755	0,86	2,877	54,6
0.69	0,374	0,74	0,77	0,805	0,91	3,333	46,9
0,74	0,43	0,80	0,835	0,865	0,96	3,833	40,8
0,80	0,503	0,86	0,89	0,925	1,02	4,43	34,9
0,86	0,581	0,92	0.95	0,985	1,08	5,177	30,2
0.93	0,679	0,99	1,02	1,055	1,15	6,054	25,8
1,0	0,785	1,07	1,11	1,135	1,27	7,0	22,4
1,12	0.985	1,195	1,23	1,255	1,39	8,81	17,8
1,25	1,21	1,33	1,36	1,385	1,52	10.937	14,3
1,50	1,77	1,58	1,61	1,655	1,77	15,86	9,95
1,74	2,37	1,82	1,85	1,895	2,01	2122	7,45
1,81	2,57	1,89	1,93	1,965	2,08	23,12	6,8
2,02	3,2	2,1	2,14	2,175	2,29	28,563	5,48

Проверка на размещение обмотки в окне магнитопровода в простейшем случае сводится к выполнению неравенства:

$$100 Q_0 k_м > 0,8 \cdot w_{др} \cdot d^2,$$

где Q_0 — сечение окна магнитопровода, *см*^{2}; $k_м = 0.25 \div 0,35$ — коэффициент заполнения окна магнитопровода обмоткой; d — диаметр провода, *мм*.

Пример расчета

Пусть требуется рассчитать защитный дроссель с параметрами: индуктивность дросселя $L_{\text{др}} = 2500$ *мгн*, рабочий ток $I_0 = 0{,}2$ *а* при частоте помех $f_{\text{п}} = 100$ *гц*.

1. Определяем

$$L_{\text{др}} I_0^2 = 2{,}5 \cdot 0{,}2^2 = 0{,}1.$$

2. По графику рис. 42, *а* находим необходимую величину

$$Q_{\text{с}} l_{\text{с}} = 55 \text{ см}^3.$$

3. Выбираем по табл. 13 пластины Ш-18, у которых $l_{\text{с}} = 10$ *см*. Находим нужное активное сечение магнитопровода (стержня):

$$Q_{\text{с}} = \frac{Q_{\text{с}} \cdot l_{\text{с}}}{l_{\text{с}}} = \frac{55}{10} = 5{,}5 \text{ см}^2.$$

4. Толщина набора должна быть

$$a_2 = \frac{Q_{\text{с}}}{k_{\text{с}} \cdot a_1} = \frac{5{,}5}{0{,}95 \cdot 1{,}8} = 3{,}24 \text{ см}.$$

Берем $a_2 = 3{,}3$ *см*.

5. По графикам рис. 42, *б* находим:

$$\text{при } M = \frac{L_{\text{др}} \cdot I_0}{Q_{\text{с}} \cdot l_{\text{с}}} = 0{,}00182 \quad l_{\text{в}}\% = 0{,}58\% \text{ и } \mu_z = 102.$$

Отсюда длина воздушного зазора

$$l_{\text{в}} = l_{\text{с}} \frac{l_{\text{в}}\%}{100} = 10 \frac{0{,}58}{100} \approx 0{,}06 \text{ см}.$$

Толщина изоляционной прокладки $0{,}5 \cdot l_{\text{в}} = 0{,}3$ *мм*.

6. Число витков обмотки

$$w_{\text{др}} = 10^4 \sqrt{\frac{L_{\text{др}} \cdot l_{\text{с}}}{1{,}26 \cdot \mu_z \cdot Q_{\text{с}}}} = 10^4 \sqrt{\frac{2{,}5 \cdot 10}{1{,}26 \cdot 102 \cdot 5{,}5}} = 1885.$$

7. Диаметр провода из расчета плотности тока $\Delta 1 = 4$ *а/мм*^{2} будет

$$d = 0{,}55 \sqrt{I_0} = 0{,}55 \sqrt{0{,}2} = 0{,}248 \text{ мм}.$$

Берем ближайший стандартный диаметр провода 0,25 ПЭЛ.

8. Проверка на размещение обмотки

$$100 \cdot Q_0 \cdot k_{\text{м}} > 0{,}8 \cdot w_{\text{др}} \cdot d^2.$$

При этом $Q_0 = 2{,}43$ *см*^{2} определяется по табл. 13; $k_{\text{м}} = 0{,}4$ выбираем из условия очень тщательной намотки. В таком случае получим

$$100 \cdot 2{,}43 \cdot 0{,}4 > 0{,}8 \cdot 1885 \cdot 0{,}25^2,$$

или $97 > 94$, т. е. обмотка размещается.

Если в процессе проверки на размещение обмотки выясняется, что нет возможности разместить ее в окне выбранного магнитопровода, то надо выбрать другой магнитопровод, например, типа VIII. Иногда полезно более тщательно рассчитать размещение обмотки,

применив метод подсчета по рядам и слоям, имея в виду и соответствующее выполнение намотки «в ряд», а не «в навал».

9. Активное сопротивление обмотки дросселя

$$R_{др} = \frac{225 \cdot w_{др} l_м}{d^2} 10^{-6} = \frac{225 \cdot 1885 \cdot 13}{0{,}25^2} 10^{-6} = 88{,}5 \ ом.$$

Здесь $l_м = 2(a_1 + a_2) + 3{,}14 \cdot b = 2(1{,}8 + 3{,}3) + 3{,}14 \times 0{,}9 = 13$ *см* — средняя длина витка обмотки.

10. Падение напряжения на дросселе

$$\Delta U_{др} = I_0 R_{др} = 0{,}2 \cdot 88 = 17{,}6 \ в.$$

При включении защитного дросселя в цепь источника питания приходится учитывать величину $\Delta U_{др}$. Если такой дроссель включить в цепь питания, например, транзисторного устройства, то рабочее напряжение может оказаться меньше или соизмеримым с падением напряжения на дросселе. В таком случае необходимо уменьшить активное сопротивление дросселя.

При включении дросселя в цепь переменного тока отсутствует постоянное подмагничивание магнитопровода рабочим током. Это приводит к другой закономерности изменения магнитной индукции в сердечнике дросселя, и его магнитопровод можно сделать замкнутым, без воздушного зазора.

Стремясь упростить расчет защитного дросселя, можно выбрать следующий порядок определения необходимых величин:

1) объем сердечника магнитопровода броневого типа можно выбрать с небольшим запасом также на основании графика рис. 42, *а*, полагая при этом $I_0 = I_{раб}$ — действующему значению рабочего тока.

2) в расчетной формуле для определения числа витков обмотки подставлять значение μ_z, соответствующее $M = 0$.

С целью иллюстрации к сказанному приводится пример расчета дросселя с почти теми же исходными данными, что и в первом примере.

Пусть требуется рассчитать защитный дроссель с рабочим током $I_{раб} = 0{,}2$ *а* и индуктивностью $L_{др} = 2{,}5$ *гн* при основной частоте помех $f_п = 100$ *гц*.

1. Как и в предыдущем случае, определяем: пластины Ш-18, $l_c = 10$ *см*; $Q_c = 5{,}5$ *см*^{2}, $a_2 = 3{,}3$ *см*.

2. По графику рис. 42, *б* для $M = 0$ определяем $\mu_z = 160$. Выбираем замкнутый магнитопровод, у которого $l_в = 0$. Для этого магнитопровод собирается «внахлест», т. е. пластины и замыкающие полоски листов укладываются попеременно с одной и другой стороны.

3. Число витков обмотки

$$w_{др} = 10^4 \sqrt{\frac{L_{др} l_c}{1{,}26 \mu_z Q_c}} = 10^4 \sqrt{\frac{2{,}5 \cdot 10}{1{,}26 \cdot 160 \cdot 5{,}5}} = 1500.$$

4. Выбираем провод ПЭЛ диаметром

$$d = 0{,}55 \sqrt{I_{раб}} = 0{,}25 \ мм.$$

5. Проверяем возможность размещения обмотки в окне магнитопровода:

$$100 \cdot Q_0 \kappa_м > 0{,}8 \cdot w_{др} d^2.$$

Выбираем $\kappa_м = 0{,}35$ и $Q_0 = 2{,}43$ *см*² (по табл. 13). В результате подстановки данных получим неравенство: 85 > 75, т. е. обмотка размещается.

6. Активное сопротивление обмотки

$$R_{др} = \frac{225 \cdot w_{др} \cdot l_м}{d^2} 10^{-6} = 70 \text{ ом}.$$

7. Падение напряжения на дросселе

$$\Delta U_{др} = I_{раб} R_{др} = 14 \text{ в}.$$

При необходимости уменьшить падение напряжения на дросселе

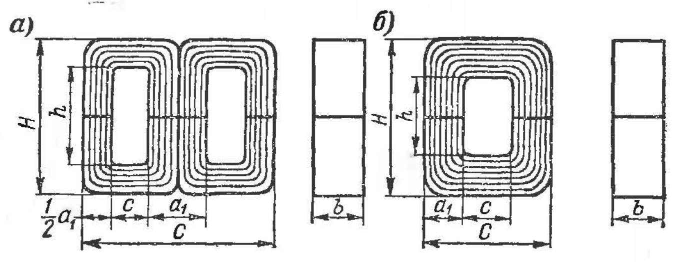


Рис. 44. Основные размеры ленточных магнитопроводов: *а* — броневого типа; *б* — стержневого типа.

можно, например, взять диаметр провода $d = 0{,}29$ *мм* и тогда получим $R_{др} = 52$ *ома* и $\Delta U_{др} = 10{,}4$ *в*.

Наряду с широким применением магнитопроводов из штампованных стандартных пластин трансформаторной стали сейчас широко применяются магнитопроводы броневого и стержневого типов промышленного изготовления, получивших название ленточных магнитопроводов. Вид их схематически показан на рис. 44. Данные некоторых типов ленточных магнитопроводов броневого и стержневого типов приведены в табл. 16-17.

Расчет защитных дросселей с ленточными магнитопроводами почти не отличается от расчетов дросселей с магнитопроводами из штампованных пластин. Иллюстрацией к такому утверждению может служить пример расчета.

Пусть требуется рассчитать такой же дроссель, когда он включается в цепь постоянного тока при $I_0 = I_{раб} = 0{,}2$ *а*, $L_{др} = 2{,}5$ *гн* и $f_п = 100$ *гц*.

1. Определяем величину $L_{др} I_0^2 = 0{,}1$ и, пользуясь графиком рис. 42, *а*, находим $Q_с \cdot l_с = 55$ *см*².

Учитывая возможность повышения магнитной индукции в ленточных магнитопроводах примерно в 1,5 раза по сравнению с индукцией в штампованных магнитопроводах из электротехнической

Таблица 16

Обозначение магнитопровода	Основные размеры, *см*							Расчетные величины		
	a_1	h	c	C	H	b	l_c	Q_c, *см*^{2}	Q_0, *см*^{2}	вес, *Г*
ШЛ6 × 6,5	0,6	1,5	0,6	2,4	2,1	0,65	5,1	0,34	0,9	13
ШЛ6 × 8						0,8		0.41		16
ШЛ6 × 10						1,0		0,52		20
ШЛ6 × 12,5						1,25		0,65		25
ШЛ8 × 8	0,8	2,0	0,8	3,2	2,8	0,8	6,8	0,55	1,6	29
ШЛ8 × 10						1,0		0,69		36
ШЛ8 × 12,5						1,25		0,86		45
ШЛ8 × 16						1,6		1,16		57
ШЛ10 × 10	1,0	2,5	1,0	4,0	3,5	1,0	7,5	0,87	2,5	57
ШЛ10 × 12,5						1,25		1,09		71
ШЛ10 × 16						1,6		1,39		91
ШЛ10 × 20						2,0		1,74		113
ШЛ12 × 12,5	1,2	3,0	1,2	4,8	4,2	1,25	10,2	1,31	3,6	100
ШЛ12 × 16						1,6		1,68		130
ШЛ12 × 20						2,0		2,10		165
ШЛ12 × 25						2,5		2,63		205
ШЛ16 × 16	1,6	4,0	1,6	6,4	5,6	1,6	13,6	2,24	6,4	235
ШЛ16 × 20						2,0		2,80		290
ШЛ16 × 25						2,5		3,50		370
ШЛ16 × 32						3,2		4,50		470
ШЛ20 × 20	2,0	5,0	2,0	8,0	7,0	2,0	17,1	3,50	10,0	460
ШЛ20 × 25						2,5		4,40		575
ШЛ20 × 32						3,2		5,60		735
ШЛ20 × 40						4,0		7,10		920
ШЛ25 × 25	2,5	6,25	2,5	10	8,75	2,5	21,3	5,50	15,6	900
ШЛ25 × 32						3,2		7,10		1150
ШЛ25 × 40						4,0		8,80		1440
ШЛ25 × 50						5,0		11,0		1800
ШЛ32 × 32	3,2	8	3,2	12,8	11,2	3,2	27,3	9,10	25,6	1900
ШЛ32 × 40						4,0		11,30		2370
ШЛ32 × 50						5,0		14,20		2970
ШЛ32 × 64						6,4		18,10		3800
ШЛ40 × 40	4,0	10	4,0	16	14	4,0	34,2	14,20	40,6	3720
ШЛ40 × 50						5,0		17,70		4650
ШЛ40 × 64						6,4		22,70		5950
ШЛ40 × 80						8,0		28,70		7430

стали (сопротивление магнитному потоку в ленточных магнитопроводах меньшее, чем в штампованных магнитопроводах), найдем

$$Q_c \cdot l_c = \frac{55}{1,5} = 36,8 \text{ см}^2.$$

2. Пользуясь табл. 16, выбираем магнитопровод типа ШЛ16×20, у которого $Q_c = 2,80$ *см*^{2}, $l_c = 13,6$ *см*.

Таблица 17

Обозначение магнитопровода	Основные размеры, *см*							Расчетные величины		
	a_1	h	c	C	H	b	l_c	Q_c, *см*^{2}	Q_0, *см*^{2}	вес, *Г*
ПЛ6,6 × 12,5—8	0,65	1,25	0,8	2,1	2,1	0,8	5,2	0,71	0,64	28
ПЛ6,5 × 12,5—10					2,3	1,0	5,6		0,80	30
ПЛ6,5 × 12,5—12					2,55	1,2	6,1		1,00	33
ПЛ6,5 × 12,5—16					2,9	1,6	6,8		1,28	37
ПЛ8 × 12,5—12,5	0,8	1,25	1,0	2,6	2,85	1,25	6,9	0,88	1,25	47
ПЛ8 × 12,5—16					3,2	1,6	7,9		1,6	51
ПЛ8 × 12,5—20					3,6	2,0	8,4		2,0	57
ПЛ8 × 12,5—25					4,1	2,5	9,4		2,5	63
ПЛ10 × 12,5—20	1,0	1,25	1,25	3,2	4,0	2,0	9,6	1,1	2,5	81
ПЛ10 × 12,5—25					4,5	2,5	10,6		3,1	89
ПЛ10 × 12,5—32					5,2	3,2	11,5		4,0	98
ПЛ10 × 12,5—40					6,0	4,0	13,6		5,0	114
ПЛ12,5 × 16—25	1,25	1,6	1,6	4,1	5,0	2,5	12,0	1,77	4,0	163
ПЛ12,5 × 16—32					5,5	3,2	13,4		5,1	182
ПЛ12,5 × 16—40					6,5	4,0	15,0		6,4	203
ПЛ12,5 × 16—50					7,5	5,0	17,0		8,0	230
ПЛ12,5 × 25—30	1,25	2,5	2,0	4,5	5,5	3,0	13,8	2,76	6,0	292
ПЛ12,5 × 25—40					6,5	4,0	15,8		8,0	334
ПЛ12,5 × 25—50					7,5	5,0	17,8		10,0	376
ПЛ12,5 × 25—60					8,5	6,0	19,8		12,0	418
ПЛ16 × 32—40	1,6	3,2	2,5	5,7	7,2	4,0	18,0	4,54	10,0	620
ПЛ16 × 32—50					8,2	5,0	20,0		12,5	690
ПЛ16 × 32—65					9,7	6,5	23,0		16,3	795
ПЛ16 × 32—80					11,2	8,0	26,0		20,0	900
ПЛ20 × 40—50	2,0	4,0	3,2	7,2	9,0	5,0	22,7	7,1	16,0	1230
ПЛ20 × 40—60					10,0	6,0	24,7		19,2	1350
ПЛ20 × 40—80					12,0	8,0	28,7		25,6	1550
ПЛ20 × 40—100					14,0	10,0	32,7		32,0	1770
ПЛ25 × 50—65	2,5	5,0	4,0	9,0	11,5	6,5	28,8	11,1	26,0	2440
ПЛ25 × 50—80					13,0	8,0	31,8		32,0	2700
ПЛ25 × 50—100					15,0	10,0	35,8		40,0	3040
ПЛ25 × 50—120					17,0	12,0	39,8		48,0	3380
ПЛ32 × 64—80	3,2	6,4	5,0	11,4	14,4	8,0	36,0	18,2	40,0	5000
ПЛ32 × 64—100					16,4	10,0	40,0		50,0	5600
ПЛ32 × 64—130					19,4	13,0	46,0		65,0	6480
ПЛ32 × 64—160					22,4	16,0	52,0		80,0	7250
ПЛ40 × 80—100	4,0	8,0	6,4	14,4	18,0	10,0	45,3	28,6	64,0	9900
ПЛ40 × 80—120					20,0	12,0	49,0		76,8	10700
ПЛ40 × 80—160					24,0	16,0	57,3		102,4	12500
ПЛ40 × 80—200					28,0	20,0	65,3		128,0	14300

3. Находим по графику рис. 42, *б*, предварительно определив $M = \frac{L_{др} I_0^2}{Q_c l_c} = 0{,}0027$, $l_в\% = 0{,}75\%$, $l_в = l_c \frac{l_в\%}{100} = 0{,}1$ *см*, толщина прокладки для создания и фиксации воздушного промежутка $0{,}5\, l_в = 0{,}5$ *мм*.

Что касается определения магнитной проницаемости, то, учитывая сравнительно небольшое отличие ее от проницаемости трансформаторной стали и стали ленточных магнитопроводов (холоднокатаная сталь высокой проницаемости ХВП), можно пользоваться графиком рис. 42, *б*. Практически же более точно получается, если увеличить значение μ_z, определенное по этому графику на 15—20%. В данном случае по графику найдем $\mu_z' = 78$. Примем $\mu_z = 78 \times 1{,}2 = 94$.

4. Число витков дросселя

$$w_{др} = 10^4 \sqrt{\frac{L_{др} l_c}{1{,}26 \cdot Q_c \cdot \mu_z}} = 3200.$$

5. Диаметр провода

$$d = 0{,}55 \sqrt{I_{раб}} = 0{,}25 \text{ мм}.$$

6. Проверка на размещение обмотки:

$$100 Q_0 \kappa_м > 0{,}8\, w_{др} d^2;$$
$$100 \cdot 6{,}4 \cdot 0{,}36 > 0{,}8 \cdot 3200 \cdot 0{,}25^2$$

или $214 > 160$, т. е. обмотка размещается (величина $Q_0 = 6{,}4$ *см*^{2} определена по табл. 16).

7. Активное сопротивление дросселя и падение напряжения на нем:

$$R_{др} = 146 \text{ ом}; \quad \Delta U_{др} = 29{,}2 \text{ в}.$$

Сопоставляя результаты расчета дросселей с одинаковыми параметрами, выполненных на магнитопроводах из обычной трансформаторной стали и с ленточным магнитопроводом, можно сделать следующие заключения:

а) хотя ленточные магнитопроводы делаются из материала с большой начальной проницаемостью, при изготовлении защитных дросселей с такими сердечниками нет большой экономии в весе и значительного уменьшения габаритов по сравнению с дросселями на обычных штампованных магнитопроводах из трансформаторной стали;

б) в варианте расчета дросселя с ленточным магнитопроводом увеличение объема и веса проводов (по сравнению с дросселями на обычных магнитопроводах) создается за счет уменьшения объема и веса магнитопровода.

В общем случае конструирования защитных дросселей можно показать, что применение ленточных магнитопроводов следует предпочесть при повышенных частотах помех и необходимости уменьшения индуктивности рассеяния.

Б. Защитные дроссели высокой частоты

При использовании защитных дросселей высокой частоты без магнитопроводов требуемое число витков обмотки получается большим. Вследствие этого возрастает падение напряжения на дросселе, так как по дросселю протекает весь рабочий ток. В таких случаях дроссель должен быть с обмоткой из толстого провода, а индуктивность его — сравнительно небольшой. Нельзя при этом не считаться с собственной емкостью дросселя как между его выводами, так и относительно заземленного провода схемы.

Для уменьшения собственной емкости дросселей ВЧ их приходится делать с малым диаметром, большим шагом намотки и насколько это возможно уменьшать диаметр провода. Однако даже при этих мерах предосторожности и малой индуктивности дроссели оказываются достаточно громоздкими, а необходимые к ним экраны еще больше увеличивают их габариты. Поэтому однослойные обмотки защитных дросселей ВЧ применяются лишь при малых необходимых индуктивностях, порядка сотен микрогенри.

Индуктивность однослойных обмоток дросселей ВЧ можно определить по упрощенной формуле

$$L_{\text{др}} = \frac{12{,}56 \cdot N^2 \cdot S \cdot k}{l_0} \text{ мкгн},$$

где N — число витков обмотки; S — сечение катушки, $см^2$; l_0 — длина катушки, $см$; k — поправочный коэффициент, зависящий от отношения D_0/l, а D_0 — диаметр катушки (величина k определяется по графикам рис. 31, *б*).

При изготовлении защитных дросселей ВЧ со сравнительно большими индуктивностями (до десятка тысяч *мкгн*) однослойные намотки себя не оправдывают. Значительно целесообразнее применять многослойные намотки и магнитопроводы из высокочастотных магнитных материалов (альсифер, карбонильное железо, ферриты и др.). При этом предпочтение должно быть отдано тороидальным магнитопроводам, у которых наименьшее магнитное поле рассеяния и поэтому они не требуют эффективного экранирования.

Индуктивность дросселей *ВЧ* с магнитопроводом может быть приближенно определена по тем же расчетным соотношениям, что и без магнитопровода, но при умножении полученного результата на магнитную проницаемость магнитопровода.

Индуктивность многослойной обмотки дросселя может быть определена по формуле

$$L_{\text{др}} = \frac{80D^2N^2}{3d + 9l_0 + 10 \cdot c} \text{ мкгн},$$

где D — средний диаметр катушки с намоткой; c — толщина намотки; l_0 — длина намотки; d — расстояние между слоями.

С целью уменьшения собственной емкости дросселя C_0 производится секционирование намотки. Такие намотки характеризуются достаточно высокой добротностью, малым наружным диаметром катушки и допускают в небольших пределах регулирование индуктивности путем смешения секций относительно друг друга. Каждая секция представляет собой по существу многослойную намотку.

Расчет секционированных дросселей сводится к расчету индуктивности одной секции, а суммарная индуктивность дросселя определяется в виде

$$L_{\text{др}} = L_{\text{с}}\,[n + 2K_{\text{св}}\,(n - 1)],$$

где $L_{\text{с}}$ — индуктивность одной секции; n — число секций; $K_{\text{св}}$ — коэффициент связи между секциями ($K_{\text{св}} = 0{,}25 \div 0{,}4$).

Расчет коэффициента связи может быть сделан при известных соотношениях основных размеров катушки. Эскиз одной из секционированных катушек показан на рис. 45, *а*. Обычно выбирают следующие соотношения размеров:

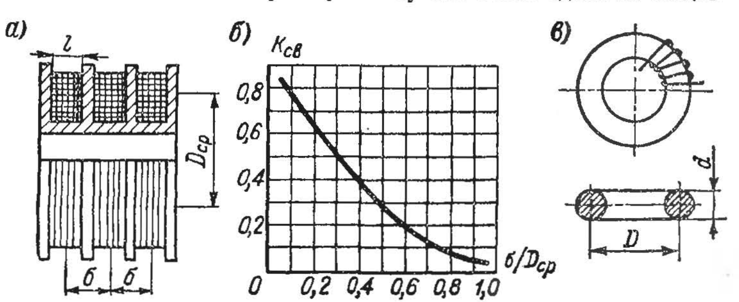


Рис. 45. К расчету индуктивности высокочастотных дросселей.

$$б = 2l; \quad б/D_{\text{ср}} = 0{,}5 \div 0{,}4; \quad D_{\text{ср}} = 15 \div 25 \text{ мм}.$$

При этих соотношениях основных размеров катушки получаются коэффициенты связи $K_{\text{св}} = 0{,}25 \div 0{,}4$, как это можно определить по графику рис. 45, *б*.

Тороидальные дроссели высокой частоты обычно применяются в случае наличия ферритовых тороидов. Индуктивность таких дросселей можно определить по приближенной формуле

$$L_{\text{др}} = 6{,}28 \cdot N^2 \cdot \mu \left(D - \sqrt{D^2 - d^2}\right) \cdot 10^{-3} \text{ мкгн},$$

где D — средний диаметр тороида (см. рис. 45, *в*); d — диаметр витка; N — число витков; μ — магнитная проницаемость тороида.

Высокочастотные тороидальные дроссели обязательно экранировать. Величину индуктивности такого дросселя, помещенного в экране, можно определить одним из способов, описанных выше.

В. Конденсаторы защитных фильтров

Конденсаторы, применяемые в защитных фильтрах, имеют свои специфические особенности. Из приведенных выше расчетных соотношений для фильтров ясно, что полное сопротивление конденсаторов $Z_{\text{с}}$ желательно иметь наименьшим. С другой стороны, при достаточно высоких частотах помех конденсатор может быть рассмотрен как последовательный резонансный контур, составленный из емкости, индуктивности и активного сопротивления, как показано на рис. 46, *а*.

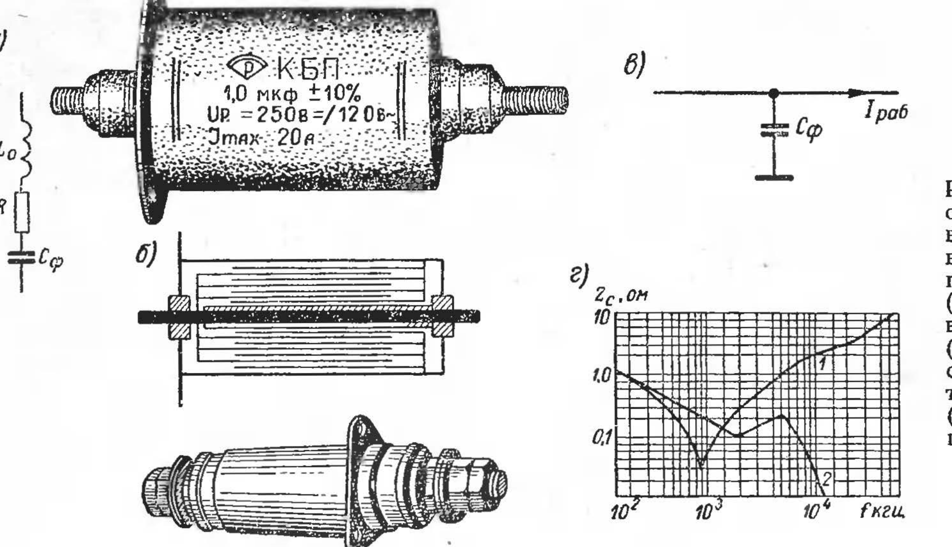


Рис. 46. Эквивалентная схема конденсатора на высоких частотах (*а*); внешний вид и устройство проходных конденсаторов (*б*); электрическая схема включения конденсатора (*в*) и зависимость полного сопротивления конденсаторов от частоты помех (*1* — обычная конструкция, *2* — проходной конденсатор).

Конденсаторы защитных фильтров должны представлять малое сопротивление токам высокой частоты во всем заданном диапазоне частот помех. Практически осуществить это требование не удается, так как соединительные провода внутреннего и внешнего монтажа в сочетании с обкладками конденсатора действуют как индуктивность L_0. Активное сопротивление R в эквивалентной схеме (рис. 46, *а*) определяется потерями в диэлектрике конденсатора и сопротивлением соединительно монтажных проводов.

На основании анализа эквивалентной схемы конденсатора можно убедиться, что его полное сопротивление Z_c по-разному сказывается на различных частотах радиопомех. Только на частотах, близких к резонансной частоте конденсатора, емкостный фильтр обеспечивает максимальное подавление помех.

Уменьшение индуктивности L_0 в конденсаторах защитных фильтров достигается уменьшением длины выводов и их утолщением. Для повышения электрической прочности и обеспечения необходимой влагостойкости конденсаторы пропитываются жидкими диэлектриками и герметизируются в металлические корпуса. Эти меры намного уменьшают величину потерь в конденсаторах.

Специально разработанные для защитных фильтров конденсаторы проходного типа показаны на рис. 46, *б*. Эти конденсаторы отличаются тем, что сквозь конденсаторную секцию пропускается и спаивается с одним из ее торцов токонесущий стержень, рассчитанный на весь рабочий ток; другой конец секции соединяется с металлическим корпусом конденсатора. Электрическая схема такого конденсатора показана на рис. 46, *в*.

Характер зависимости величины полного сопротивления Z_c от частоты тока резко отличается от аналогичной зависимости в конденсаторах обычной конструкции, как это видно из рис. 46, *г*. При частотах около 10 *Мгц* полное сопротивление проходного конденсатора минимальное (кривая *2*), в то время как полное сопротивление конденсатора обычной конструкции, начиная с частот около 1 *Мгц*, неуклонно увеличивается из-за индуктивности L_0 (кривая *1*).

При не очень высокой частоте радиопомех могут применяться конденсаторы любого типа, если они удовлетворяют требованиям по емкости, допустимому рабочему напряжению и климатическим условиям, а также удобны по своей конструкции.

Монтаж конденсаторов защитных фильтров должен быть выполнен с наименьшей длиной соединительных проводов, хорошо заземленных и правильно размещенных по отношению к остальным элементам электрических цепей и узлов радиоустройства.

Разумеется, что конструктивный расчет конденсаторов здесь не приводится по тем соображениям, что во вне заводских условий конденсаторы практически не производятся.

§ 12. МЕТОДЫ ПОДАВЛЕНИЯ И ЛОКАЛИЗАЦИИ ПОМЕХ

Как указывалось выше, основными методами защиты от помех и их локализации являются экранирование и защитные фильтры. К ним примыкают также методы, основанные на подавление помех в месте их возникновения и локализация помех при помощи развязывающих фильтров путем симметрирования цепей, а также применением отрицательной обратной связи. Последний метод, широко

распространенный, описан подробно в радиотехнической литературе.

В зависимости от конкретных условий работы радиоустройства, вида и уровня радиопомех применяются те или иные методы подавления и локализации. Наряду с такими «частными» методами могут быть рассмотрены также и комплексные методы подавления и локализации помех.

Под *комплексным методом подавления* помех принято понимать экранирование всего объема, в котором располагаются радиоустройства и другие источники помех, с целью уменьшения возможности их дальнейшего распространения. Такие экраны служат также и защитой от проникновения помех извне. В аппаратуре с этой целью в качестве экрана используют цельнометаллические или металлизированные кожухи. Подобно им находят применение целиком экранированные комнаты и большие помещения цехов, телестудии, измерительные камеры и т. д.

При экранировании всего помещения может отпасть надобность в экранировании отдельных приборов и узлов радиустройств с точки зрения защиты от внешних помех. Как правило, имеющуюся индивидуальную экранировку отдельных узлов и блоков радиоустройств сохраняют с целью исключения взаимных помех между этими приборами и блоками радиоустройства.

Экранирование относительно небольших помещений (до нескольких сот кубических метров), например, измерительных камер, телевизионных студий и других подобных помещений, осуществляется путем тщательного покрытия стен листовой сталью и латунными решетками в окнах. Часто такая экранировка скрывается под толщей штукатурки или другой внутренней отделкой помещения. Двери строятся с пружинящими металлическими контактами, которые при закрытых дверях обеспечивают хороший электрический контакт экрана всего помещения. Все провода, входящие в экранированную комнату, тщательно экранируются и снабжаются защитными фильтрами.

А. Развязывающие фильтры (цепи)

Развязывающие цепи применяются для уменьшения связи между отдельными каскадами радиоустройства, питающимися от одного и того же источника тока. Схема одной из широко распространенных развязывающих цепей в многокаскадном радиоустройстве приведена на рис. 47, *а*. Здесь показаны незаконченные схемы первого и последнего каскадов усилителя низкой частоты, поскольку остальные части схем не отличаются от обычных их продолжений. Развязывающая цепь (фильтр) $R_ф C_ф$ включен в цепь питания 1-го каскада усиления. При этом решаются одновременно следующие задачи:

а) осуществляется дополнительное сглаживание пульсаций питающего напряжения для 1-го каскада усиления, имеющего вместе с остальными каскадами самое большое усиление и поэтому весьма чувствительного к пульсациям напряжения $E_а$;

б) устраняется возможность возникновения положительной обратной связи, которая, как правило, приводит к нежелательному эффекту шумов и свистов в выходной цепи усилителя;

в) устраняется возможность попадания переменной составляющей тока анодной цепи 1-го каскада в последующие каскады усиления;

г) снижается питающее напряжение для 1-го каскада усилителя.

Каждая из этих задач и методы их решений могут быть объяснены следующим образом.

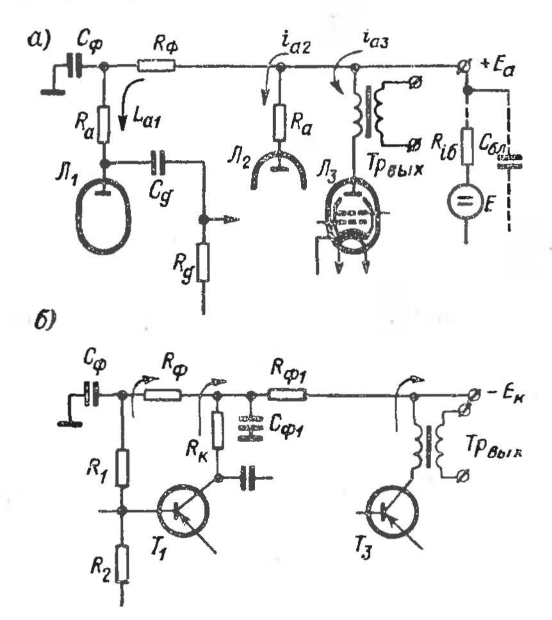


Рис. 47. Схемы включения $R_ф C_ф$-фильтров: *а* — в схемах с электронными лампами; *б* — в транзисторных схемах.

Из схемы рис. 47, *а* видно, что $R_ф C_ф$ является дополнительным сглаживающим фильтром с коэффициентом сглаживания

$$K_{сгл} = \frac{K_п}{K'_п} = 6{,}28 \cdot f_c \cdot m \cdot C_ф R_ф,$$

где $K_п$ и $K'_п$ — коэффициенты пульсации питающего напряжения до и после $R_ф C_ф$-фильтра; f_c — частота тока в сети, от которой питается выпрямитель с выходным напряжением E_a; m — число фаз выпрямления.

Если рассчитывать $R_ф C_ф$ лишь с точки зрения необходимого коэффициента сглаживания $K_{сгл}$, то его следует выбирать приблизительно равным коэффициенту усиления 1-го каскада усилителя. Это вытекает из того, что сглаживающий фильтр выпрямителя обычно рассчитывается исходя из величины допустимой пульсации для нормальной работы оконечного каскада усилителя.

Возникновение положительной обратной связи в многокаскадных усилителях, питающихся от общего источника тока с напряжением $E_а$, сводится к тому, что часть выходного напряжения усилителя попадает на вход усилителя без сдвига фазы. В данном случае это происходит следующим образом.

При отсутствии цепи $C_ф R_ф$ и протекании тока последней лампы через источник питающего напряжения с внутренним сопротивлением $R_{iб}$ создается падение напряжения усиливаемого сигнала $\Delta U = I_{а3} R_{iб}$, причем это напряжение может попасть на вход 2-го каскада усиления через $R_а$, C_g и усиливаться снова в этом каскаде, попадая затем на вход 3-го каскада усилителя. Обычно такая связь приводит к самовозбуждению усилителя и возникновению на его выходе нежелательных шумов.

Избежать возникновения положительной обратной связи помогает конденсатор $C_ф$, если его емкость такова, что

$$\frac{1}{6{,}28 f_н C_ф} \ll R_а,$$

где $f_н$ — наиболее низкая частота усиливаемых сигналов.

Устранение попадания переменной составляющей анодного тока 1-го каскада в цепи последующих каскадов достигается тем, что выбирают соотношение величин

$$\frac{1}{6{,}28 \cdot f_н C_ф} \ll R_ф.$$

В этом случае цепь анодного тока лампы 1-го каскада усиления окажется замкнутой по переменному току через конденсатор $C_ф$.

Снижение анодного напряжения лампы 1-го каскада усиления обычно считается желательным с точки зрения снижения уровня собственных шумов этой лампы. При этом падение напряжения на фильтрующем сопротивлении $R_ф$ составляет

$$\Delta U_ф = R_ф I_{а0},$$

где $I_{а0}$ — постоянная составляющая анодного тока лампы этого каскада.

Если почему-либо падение напряжения постоянного тока нежелательно или эту величину надо резко уменьшить, не снижая сглаживающего действия цепи, то активное сопротивление $R_ф$ заменяют дросселем низкой частоты, у которого активное сопротивление $R_{др}$ намного меньше $R_ф$. Практически этот прием используется сравнительно редко.

Величину допустимого падения напряжения на сопротивлении $R_ф$ ограничивают в пределах $\Delta U_ф = (10—20)\%$, т. е. $\frac{\Delta U_ф}{E_а} 100 = (10 \div 20)\%$. Этим самым предопределяется выбор величины $R_ф$.

В усилителях низкой частоты с электронными лампами в зависимости от частоты $f_н$ выбирают емкость $C_ф = 0{,}5 \div 2{,}0$ *мкф*, а в усилителях высокой частоты ($f = 100$ *кгц*) берут $C_ф = 0{,}05 \div 0{,}1$ *мкф*. При этом конденсатор должен быть рассчитан на рабочее напряжение $U_{раб} = 1{,}5\ E_а$.

Резистор обычно выбирается в пределах $R_ф = (0{,}1 \div 0{,}2)\ R_а$, причем он должен обладать допустимой мощностью рассеяния $P_р \geqslant I_{а0}^2 R_ф$, *вт*.

Действие развязывающих фильтров $C_ф R_ф$ в транзисторных схемах такое же, как и в ламповых. Различие заключается лишь в том, что при больших токах коллектора и низких значениях $E_к$ получаются малые значения сопротивления $R_ф$ и большие емкости конденсатора $C_ф$. В таких случаях может оказаться целесообразным наличие двух звеньев $C_ф R_ф$, как это показано на схеме рис. 47, *б*. Последнее звено $C_ф R_ф$ в цепи делителя напряжения $R_1 - R_2$ может также рассматриваться и как сглаживающее звено фильтра. При этом коэффициент сглаживания $C_ф R_ф$-цепочки должен быть примерно равен коэффициенту усиления этого каскада усилителя.

Практически и транзисторных схемах, подобных схеме рис. 47, *б*, величина $R_{ф1} = (0{,}1 \div 0{,}2)\, R_к$, падение напряжения постоянного тока на этом сопротивлении $\Delta U_{ф1} = R_{ф1} I_{к0}$, где $I_{к0}$ — постоянная составляющая тока коллектора транзистора T_1; величина емкости $C_ф$ определяется из соотношения $\frac{1}{6{,}28 \cdot f_н C_{ф1}} \ll R_{ф1}$ (практически $C_{ф1} = 100 \div 200$ *мкф*).

Б. Подавление и локализация помех различных источников

1. Помехи, создаваемые телевизорами

Эти помехи существенно влияют на нормальную работу чувствительных радиоприемников и измерительной аппаратуры. Учет этих помех и борьба с ними приобретают большое значение в связи с их широким распространением. В частности, весьма большой уровень помех имеется при работе телевизоров устаревших типов, о чем можно судить по данным табл. 18.

Таблица 18

Тип телевизора	Максимальный уровень помех, создаваемых в сети питания, *мкв*	Уровень помех в направлении максимального излучения антенны телевизора, *мкв/м*
КВН-49Б	5000÷6000	5000÷8000
Т-2, «Ленинград», экранированный	2000	3500
«Север», Т-1	550	3200
«Север, М» Т-2, М . . .	1000	3000
Фирмы *GEC*	1300	4500

Как показали исследования, основные помехи радиовещательному приему создаются не вследствие электромагнитного излучения помех телевизора, а наличием электрической индукции телевизионной антенны. Первостепенную роль в возникновении помех играют «вторичные» источники, в которых помеха появляется вследствие паразитной «наводки» напряжения от «первичных» источников.

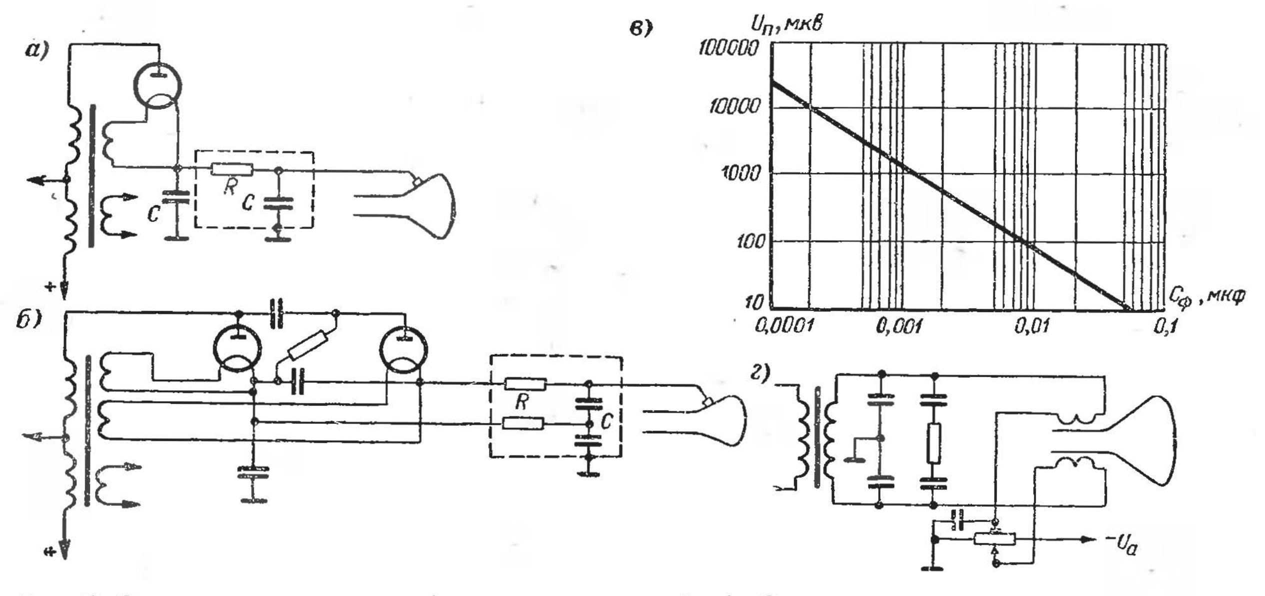


Рис. 48. Схемы защиты от помех графитового покрытия трубок (*а*, *б*); зависимость напряжения помех от емкости $C_ф$ (*в*) и схема симметрирования помех отклоняющих катушек (*г*).

К числу «вторичных» источников помех с наибольшей интенсивностью относится графитовое покрытие электроннолучевой трубки, отклоняющая система строчной развертки и некоторые другие источники.

Отсюда вытекает необходимость экраиирования системы строчной развертки и выходной цепи видеоусилителя; улучшения фильтрации напряжения, подключаемого к графитовому покрытию трубки, и желательность применения компенсационной схемы включения строчной отклоняющей катушки. Меры уменьшения помех, создаваемых современными телевизорами, привели к тому, что их уровень снизился по сравнению с указанными в табл. 18; приблизительно на 60 *дб* и на расстоянии 1 *м* от телевизора помеха не превышает иескольких микровольт, т. е. практически мало ощутима.

На рис. 48, *а*, *б* показаны две схемы дополнительных RC-сглаживающих фильтров, заключенных в электростатические экраны. В этих схемах $R_ф \approx 1$ *Мом*, $C_ф = 1000$ *пф* типа КСО-13 с $U_{раб} = 5000$ *в*. Увеличение емкости $C_ф$ приводит к резкому уменьшению помехи, как это показано на графике рис. 48, *в*. На рис. 48, *г* приведена одна из возможиых компенсационных схем включения отклоняющих катушек ФОС. Такая схема включения не требует их тщательного экранироиания.

2. Помехи, создаваемые маломощными электродвигателями и генераторами

Помехи, создаваемые электрическими машинами, связаны с пульсацией генерируемого в них тока (напряжения) и с неравномерностью механической нагрузки в электродвигателях. Уменьшение уровня помех, создаваемых, например, коллекторными электрическими машинами, начинается с обеспечения нормальных условий эксплуатации, заключающихся в хорошем состоянии коллектора, правильном положении нейтрали, отсутствием искрения щеток и вибрации машины.

В коллекторных электрических машииах-радиоумформерах, автомобильных генераторах и т. п. одновременно существуют три вида пульсаций:

а) пульсация напряжения, вызванная эксцентричностью якоря в магнитном поле. Коэффициент пульсации $K_{п.э} = 0{,}5 \div 0{,}8\%$ при частоте пульсации

$$f_{п.э} = \frac{n \cdot p}{60} \text{ гц},$$

p — число пар полюсов; n — число оборотов в *мин*; практически $f_{п.э} = 100$—200 *гц*;

б) коллекторная пульсация, вызванная изменением числа коллекторных пластин, одновременно находящихся под щеткой (то 2, то 3 пластины) и меняющимся переходным сопротивлением. Коэффициент пульсации достигает $K_{п.к} = 25\%$ при частоте пульсации

$$f_{п.к} = \frac{pKn}{60} \text{ гц},$$

где K — число коллекторных пластин; практически $f_{п.к} = 1500$—3000 *гц*;

в) зубцовая пульсация, возникающая вследствие изменения напряженности магнитного поля в воздушном зазоре между ротором и статором. Коэффициент зубцовой пульсации $K_{п.з} = 0{,}5—5{,}0\%$ при частоте пульсации

$$f_{п.з} = \frac{zpn}{60} \text{ гц},$$

где z — число зубцов ротора; практически $f_{п.з} = 2500—5000$ *гц*.

Наличие пульсации выходного напряжения электрических генераторов с низкой и высокой частотой приводит к необходимости применения в них сглаживающих фильтров низкой и высокой частот.

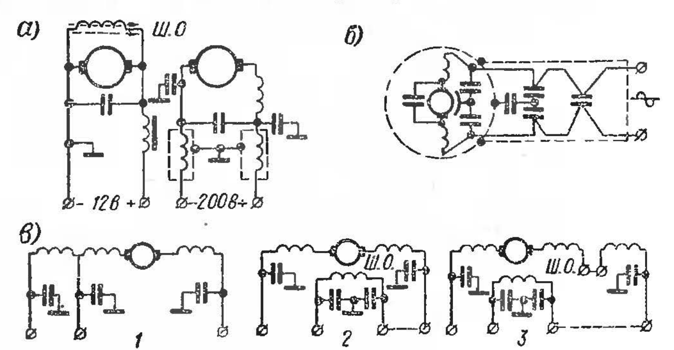


Рис. 49. Схемы подавления помех в электрических машинах: *а* — схема РУН; *б* — схема двигателя пылесосов; *в* — схемы симметрирования помех в электрических машинах. *1* — универсальный коллекторный двигатель; *2* — шунтовой двигатель; *3* — компаундная машина.

Одновременно со сглаживанием пульсаций напряжений снижается уровень помех за счет симметрирования и экранирования цепей машин. На рис. 49 показаны схемы электрических генераторов малой мощности с фильтрами и экранами.

На рис. 49, *а* приведена схема умформера типа РУН с фильтрами низкой и высокой частот без общего экранирования всей машины. В ней имеется кожух, являющийся электростатическим экраном, а весь фильтр размещен под шасси, который служит дополнительным экраном.

На рис. 49, *б* приведена схема подавления радиопомех в электропылесосах и аналогичных им бытовых электроприборах. На ней показано включение емкостных фильтров, наличие электростатических экранов и симметрирование.

На рис. 49, *в* показаны схемы симметрирования помех коллекторных машин малой мощности.

3. Помехи, создаваемые контактными системами

В контактных системах создаются помехи за счет искрообразования. Они заметно снижаются за счет применения искрогасящих цепей и локализуются при помощи фильтров и экранов. На рис. 50

приведены типовые схемы снижения уровня помех в контактных схемах.

Активное сопротивление R в схеме рис. 50, *а* включается последовательно с конденсатором C для того, чтобы уменьшить влияние разряда конденсатора C на работу контактов в момент их замыкания. С этой точки зрения чем больше величина R, тем лучше его действие. Однако нельзя сделать это сопротивление очень большим, так как это ухудшит действие цепи искрогашения в момент размыкания контактов, когда сопротивление R должно быть наименьшим.

Действие искрогасительной RC цепочки значительно улучшается, если вместо R включен вентиль B, как это показано на схеме рис. 50, *б*.

При замыкании контактов вентиль B оказывает большое сопротивление, а при размыкании — малое, ибо в первом случае он оказывается включенным в обратном направлении, а во втором случае — в прямом направлении.

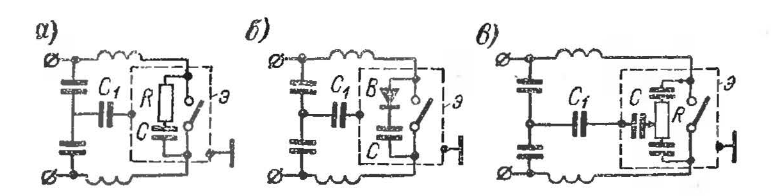


Рис. 50. Схемы подавления помех контактной системы.

Схема искрогашения, приведенная на рис. 50, *в*, представляет собой по существу два искрогасящих контура, включенных последовательно. Обычно такая схема используется в том случае, если емкость контактов относительно экрана Э мала и выбор дросселя, который обеспечил бы подавление несимметричной помехи, затруднителен. Если контакты работают в цепи постоянного тока конденсатор C может отсутствовать и средняя точка резистора R может быть подключена непосредственно к экрану.

Типичным источником радиопомех, создаваемых контактными системами, является вибропреобразователь низкого напряжения постоянного тока в высокое напряжение. В качестве примера на рис. 51, *а* приведена схема одного из таких преобразователей. Чаще всего в отдельный амортизированный электростатический экран помещается вся контактная система вибропреобразователя и относящиеся к ней элементы схемы, а трансформатор и сглаживающие фильтры заключаются в отдельные экраны.

Типичным источником радиопомех является электрическая система холодильника, включающая в себя электродвигатель с пускорегулирующей аппаратурой. Схема такого типового электрооборудования холодильника показана на рис. 51, *б*. Вся она в целом экранируется корпусом холодильника, а наиболее помехоопасные элементы заключены в дополнительные экраны.

Помехи, создаваемые люминесцентными лампами (рис. 51, *г*), у которых основным источником помех является искровой промежуток стартера и импульсы тока при горении лампы, локализуются

при помощи фильтра и экрана. Так как излучателем радиопомех служит ионизированный слой газа по всей длине лампы, то для уменьшения интенсивности излучения по длине лампы устанавливаются светлые металлические пластины-экраны. Эти «экраны-

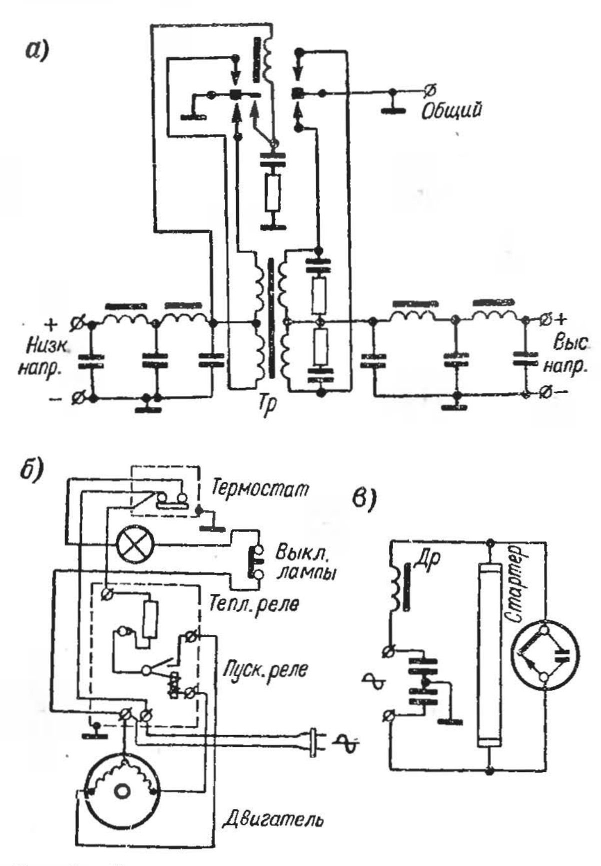


Рис. 51. Схемы подавления радиопомех: *а* — в вибропреобразователе; *б* — в холодильнике в металлическом исполнении; *в* — в установке люминесцентных ламп.

рассекатели» служат одновременно и для улучшения световых свойств ламп.

В таких источниках радиопомех, как электрические звонки, применяются наряду с экранами электрические схемы симметрирования цепей. На рис. 52 показаны типовые схемы симметрирования цепей электрического звонка и телеграфного аппарата. Суть действия схем симметрирования заключается в том, что обмотки аппа-

ратов и устройств разбиваются на две равные части и включаются в оба провода питания; при этом создается не только симметрирование помех между проводом и землей, но и индуктивное сопротивление токам помех. Само по себе симметрирование образует напряжения помех разного знака (полярности) и равные по величине

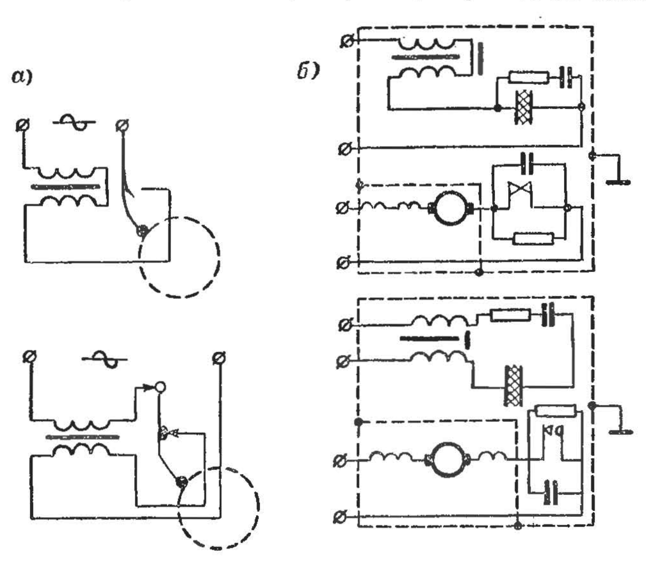


Рис. 52. Схемы симметрирования помех электрического звонка (*а*) и телеграфного аппарата (*б*, нижние рисунки).

относительно земли, в итоге чего действие этих частей напряжения компенсируется. Магнитные поля проводов при симметрировании также частично компенсируются. В результате при симметрировании уменьшается интенсивность радиопомех.

4. Защита и локализация помех силового трансформатора

Радиопомехи, создаваемые силовыми трансформаторами, а также проникающие из сети во вторичную цепь трансформатора, наилучшим образом подавляются и локализуются при помощи простейших фильтров и экранов. На рис. 53, *а*, *в* показаны некоторые возможные схемы подавления помех.

Емкостные фильтры снижают влияние и возможность проникновения высокочастотных радиопомех из сети и радиоустройство. Для их устранения достаточны конденсаторы в 10000÷15000 *пф* с рабочим напряжением $U_{раб} = 1{,}5 \cdot U_т$, где $U_т$ — амплитуда напряжения на обмотке трансформатора.

Экранирование трансформаторов, как отмечалось, является весьма важной мерой при локализации помех, создаваемых в трансформаторе. Необходимо при этом уменьшить индуктивность рассеяния

трансформатора и создать режим его работы таким, при котором отсутствуют вынужденные потоки намагничивания.

Защита и локализация помех в дросселях сглаживающих фильтров и феррорезонансных преобразователях осуществляется почти также, как и в силовых трансформаторах. Однако нужно иметь в виду и некоторые специфические особенности работы феррорезонансных стабилизаторов, в том числе создаваемые ими при работе шумы и механические вибрации. Источниками шума в феррорезонансных стабилизаторах является вибрация пластин магнитопровода, если весь пакет сердечника плохо зажат. Особенно интенсивные механические вибрации создаются в местах стыков пластин, где магнитный поток проходит через воздушный зазор. Заметно

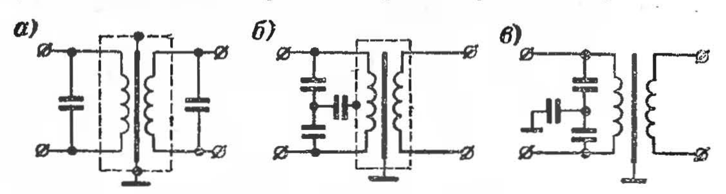


Рис. 53. Схемы подавления помех, создаваемых силовым трансформатором.

снижается шум вибрации, если пластины склеены между собой или когда весь магнитопровод залит компаундом.

Нельзя помещать феррорезонансный стабилизатор в стальной кожух, который способствует гудению и шуму, поскольку он подвержен действию магнитного поля рассеяния. Стабилизатор практически выгоднее располагать вблизи оконечного прибора устройства, который по своему назначению создает большую громкость звука, например, громкогоиоритель телевизора или радиоприемника. При таком расположении громкоговоритель маскирует шум преобразователя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исключительно большое значение для надежной работы радиоустройств таких помехозащитных мер, как экранирование, применение защитных и развязывающих фильтров, схем симметрирования и подавления радиопомех, очевидно. Немаловажное значение для надежности работы имеют и другие методы ограничения действия радиопомех, в том числе методы создания отрицательной обратной связи и им подобные. Нельзя не отметить большого значения для надежности работы радиоустройств рационального монтажа и конструирования. В порядке иллюстрации к сказанному на рис. 54 показаны правильное и неправильное расположение деталей и узлов телевизора, а также приведена схема экранировки.

Блоки $1 \div 8$ относятся к каналу звукового сопровождения, а блоки $9 \div 10$ составляют часть усилительного канала сигналов изображения. Назначение остальных блоков очевидное: $13 \div 17$ предназначены для управления работой электроннолучевой трубки (генераторы развертки луча, синхронизации и фокусировки), 18 —

блок электропитания телевизора. На рис. 54, *а* показано, как правильно надо заземлять отдельные экраны с тем, чтобы уменьшить «блуждание» токов помех из одной части схемы в другую при их протекании по экранам. Особое внимание обращено на экранирование наиболее помехоопасных блоков и элементов.

При правильном расположении деталей и ламп схем выдерживается соподчинение монтажной схемы принципиальной. Как видно из рис. 54, *в*, лампы $Л_{1-9}$ расположены в такой же очередности, как каскады в блок-схеме. При этом устраняется или уменьшается

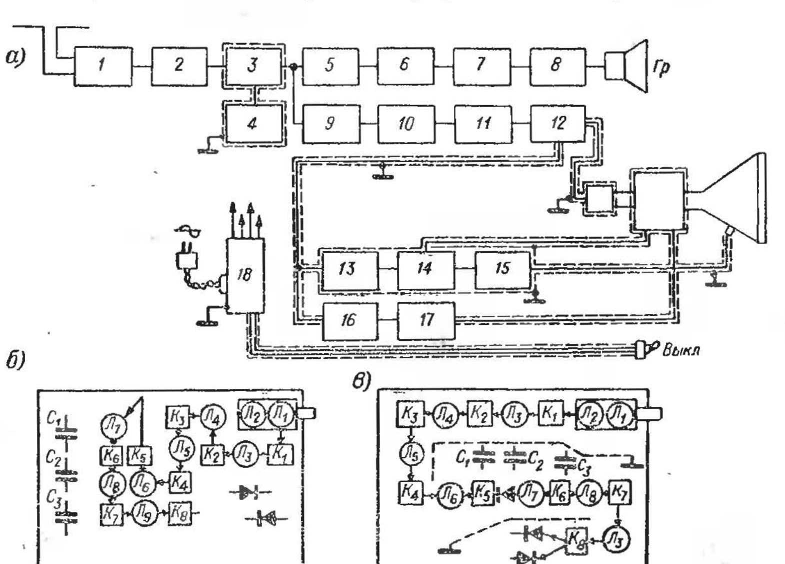


Рис. 54. Блок-схема телевизора (*а*); неправильная (*б*) и правильная (*в*) схемы размещения деталей и узлов.

связь между последующими и предыдущими каскадами устройства. Такое расположение ламп и относящихся к ним узлов и деталей дает возможность применить экраны, показанные на рис. 54, *в*, которые отделяют части схем в вертикальной плоскости.

При неправильном расположении ламп и деталей (рис. 54, *б*) усиливаются паразитные связи между выходными и входными каскадами, вызывая неустойчивую работу радиоустройства.

Значимость всего комплекса вопросов, затронутых в данной брошюре, велика. Актуальность этих вопросов увеличивается по мере усложнения схем радиоустройств, их миниатюризации, уплотнения монтажа и возрастающих требований к качеству и надежности действия радиосистем.

Автор надеется, что наряду с промышленными организациями, придающими большое значение экранированию радиоустройств, этим вопросам будут уделять должное внимание и радиолюбители!

ЛИТЕРАТУРА

1. Волин М. Л. Паразитные связи и наводки. «Советское радио», 1965.
2. Гроднев И. И., Сергейчук К. Я. Экранирование аппаратуры и кабелей связи. Связьиздат, 1960.
3. Гроднев И. И. Кабели связи. «Энергия», 1965.
4. Жондецкая О. Д. и Полонский И. Б. Комплексное подавление радиопомех от промышленных предприятий. Связьиздат, 1961.
5. Каден Г. Электромагнитные экраны (пер. с нем.). Госэнергоиздат, 1957.
6. Котельников В. А. и Николаев А. М. Основы радиотехники. Ч. I. Связьиздат, 1950.
7. Рогинский В. Ю. Электрическое питание радиотехнических устройств. Госэнергоиздат, 1957.
8. Сифоров В. И. Радиоприемные устройства. Воениздат, 1954.
9. Цыкин Г. С. Трансформаторы низкой частоты. Связьиздат, 1950.
10. Щетинин А. П. Устранение помех радиоприему. Связьиздат, 1955.